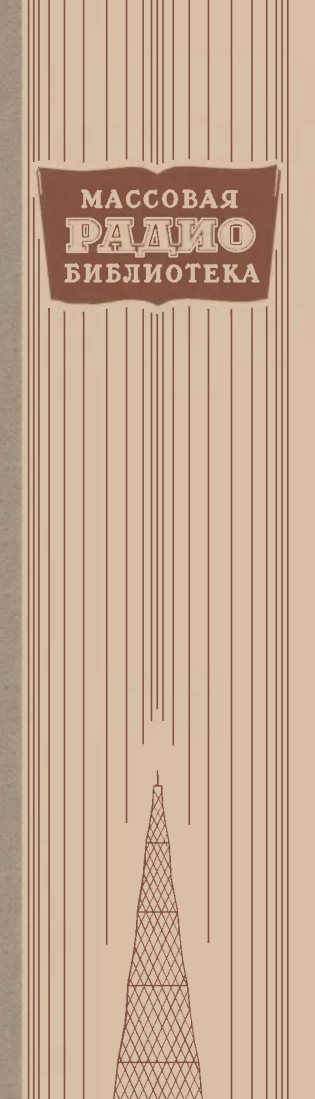
ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ



Н. М. ИЗЮМОВ и Д. П. ЛИНДЕ

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

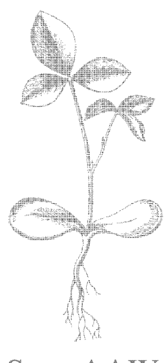


МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 347

Н. М. ИЗЮМОВ и Д. П. ЛИНДЕ

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ







ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1959 ЛЕНИНГРАД

Книга является учебником по курсу „Основы радиотехники" и предназначается для радиолюбителей, радиооператоров, радиомехаников и для широкого круга работников других специальностей, занимающихся эксплуатацией радиотехнических устройств и желающих самостоятельно повысить свою радиотехническую квалификацию.

Николай Михайлович ИЗЮМОВ и Дмитрий Павлович ЛИНДЕ

ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

* * *

Редактор *С. Ф. Корндорф* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*

Сдано в набор 18/V 1959 г. Подписано к печати 6/VIII 1959 г.
Т-09323 Бумага $84 \times 108^1/_{32}$ 26,24 печ. л. Уч.-изд. л. 29,5.
Тираж 135 000 экз. Цена 12 р. 80 к. Заказ 762.

Типография № 2 им. Евг. Соколовой УПП Ленсовнархоза.
Ленинград, Измайловский пр., 29.
Отпечатано с матриц тип. Госэнергоиздата

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга относится к серии «учебников радиолюбителя».

Запросы радиолюбителей чрезвычайно разнообразны. Одни хотят познать лишь азбуку радиотехники, научиться разбираться в простейших схемах, другие, имея некоторую специальную подготовку, желают повысить свою квалификацию, чтобы научиться собирать сложные устройства такие, как телевизоры или установки для управления моделями по радио. Удовлетворить всем этим запросам в одной книге не представляется возможным. Поэтому задуман выпуск целой серии связанных общим планом книг-учебников, которые могли бы решить эту задачу более или менее полно. Вместе с тем каждая из этих книг должна иметь самостоятельное значение, так как нельзя требовать, чтобы читатель прочитал все без исключения книги, да еще в определенном порядке. Предлагаемая вниманию читателя книга должна заложить основы радиотехнических знаний: познакомить его с важнейшими физическими явлениями и законами, используемыми в радиотехнике, выработать правильный подход к изучению работы радиотехнических устройств, ввести в круг идей современной радиотехники и сообщить минимум сведений теоретического и расчетного характера, необходимых для изучения других книг серии.

В книге объяснена работа основных устройств и схем, используемых в радиотехнике, и рассказано об их применении в типовых радиопередающих, радиоприемных и антенно-фидерных устройствах.

Так как в одной книге невозможно рассмотреть все многообразие схем и устройств, используемых в радиотехнике, то описаны только важнейшие, наиболее типичные из устройств, знакомство с которыми должно помочь изучению

других устройств аналогичного назначения по специальной литературе.

Не все разделы радиотехники освещены в книге одинаково: весьма кратко изложена работа электронных и ионных приборов и радиоприемных устройств, которым будут посвящены специальные учебники, и значительно большее место уделено антенно-фидерным и радиопередающим устройствам, так как выпуск специальных учебников по этим вопросам не предполагается.

Авторы стремились сделать книгу максимально простой и доступной для широких читательских масс. Однако, несмотря на использование лишь простейших алгебраических преобразований и основных формул тригонометрии, в ней даются строгие доказательства приводимых теоретических положений. Только в немногих частных случаях, когда дать элементарное математическое описание не представлялось возможным, строгое доказательство заменялось объяснением физической картины явлений. Так как эта книга — учебник, то она не является занимательным рассказом о радиотехнике, а рассчитана на читателя, желающего ценой определенных усилий получить основы радиотехнических знаний.

Книга может быть использована для пополнения и систематизации своих знаний радиолюбителями и радистами, имеющими первоначальную радиотехническую подготовку, а также неспециалистами, сталкивающимися в своей работе с эксплуатацией различных радиотехнических устройств.

Главы 7, 8, 9 и 13 написаны Н. М. Изюмовым, остальные главы написаны Д. П. Линде.

СОДЕРЖАНИЕ

Глава пятая. **Длинные линии**

Глава шестая. **Антенны**

Глава седьмая. **Распространение радиоволн**

Глава восьмая. **Электронные, ионные и полупроводниковые приборы**

Глава тринадцатая. **Радиоприемные устройства**

Глава четырнадцатая. **Области применения радиотехники**

Глава первая

ПРИНЦИПЫ РАДИОСВЯЗИ

1-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛНАХ

В конце XIX столетия были открыты и исследованы свойства невидимых электромагнитных волн, способных распространяться на огромные расстояния без существенного ослабления. Эти волны были названы радиоволнами, так как слово «радио» происходит от слова радиация, что означает излучение.

Обобщая обширный опытный материал, собранный естествоиспытателями, английский физик Д. Максвелл создал в 60-х годах прошлого столетия теорию электромагнитного поля, установившую общую природу световых волн и радиоволн и законы их распространения.

В дальнейшем были изучены другие виды излучения: ультрафиолетовое, инфракрасное, рентгеновское и т. д. Исследования показали, что, несмотря на различия между всеми этими видами излучения, природа их одна и та же: все они представляют собой электромагнитные волны, а особенности их физических проявлений определяются различием в длине волны.

В 1886—1888 гг. Г. Герц экспериментально подтвердил основные выводы теории Максвелла, показав, что законы распространения, отражения и преломления радиоволн аналогичны законам распространения света.

При создании электромагнитной теории света Максвелл сразу же столкнулся с большой трудностью. Все известные до этого волнообразные движения материи объяснялись механическими движениями и упругими взаимодействиями частиц тех сред, в которых они происходят. Например, распространение волн на поверхности воды объясняется действием сил внутреннего трения и поверхностного натяже-

ния воды, распространение звука — упругими деформациями в среде или колебаниями молекул газа. В вакууме распространение этих колебаний невозможно.

Как же объяснить то, что световые волны беспрепятственно распространяются в мировом пространстве, которое можно считать почти идеальным вакуумом? Максвелл предположил, что все мировое пространство заполнено каким-то неощутимым видом материи, названной им эфиром, а распространение электромагнитных волн, в том числе и света, объясняется колебаниями частиц эфира.

Это движение или смещение частиц эфира было названо током смещения. И действительно. если в какой-нибудь вакуумный сосуд поместить две пластины и соединить их с источником переменной э. д. с., то на помещенную поблизости магнитную стрелку будет действовать переменное магнитное поле так, как это происходило бы, если бы в пространстве между электродами протекал по проводу реальный электронный поток, который принято называть конвекционным током.

Несмотря на то, что с количественной стороны опыт дает полное совпадение с теорией, объяснение качественной стороны явлений такой механической моделью оказалось необоснованным.

Все дальнейшие попытки физиков посредством самых тонких и остроумных экспериментов обнаружить эфир и выявить его свойства не только ничего не дали, но и показали, что если предположить существование эфира, то нельзя объяснить многих физических явлений. Поэтому в настоящее время считают это понятие лишенным какого-либо реального физического смысла, хотя оно еще часто используется в обиходе.

Вместе с тем экспериментальная физика накапливала все новые и новые данные о свойствах электромагнитных волн. Замечательные опыты П. Н. Лебедева, проведенные в 1901 г., позволили обнаружить и измерить давление света. Было доказано, что частица, излучающая электромагнитные волны, теряет часть своей массы. Наконец, изучение элементарных ядерных частиц и их реакций показало, что при некоторых условиях могут происходить превращения частиц в электромагнитное излучение и, наоборот, возможно наблюдать переход электромагнитного излучения в электрически заряженные частицы. Было открыто, что, с одной стороны, электроны ведут себя как элементарные частицы материи, а с другой стороны, они обладают и не-

которыми свойствами волн, например, — способностью к дифракции, т. е. огибанию препятствий. В свою очередь, электромагнитное излучение обладает корпускулярными, прерывными свойствами, т. е. свойствами потока мельчайших частиц.

Все эти факты привели к выводу, что электромагнитные волны представляют собой особую форму движущейся материи.

Теория электромагнитного поля Максвелла, за исключением гипотезы об эфире, правильно отражает объективную физическую реальность, являясь обобщением основных законов электричества, установленных опытным путем. В ней содержится очень важный вывод, что переменное электрическое поле порождает переменное магнитное поле. Если же учесть, что закон электромагнитной индукции устанавливает обратную зависимость, то следует заключить, что переменные электрические и магнитные поля всегда существуют совместно и связаны друг с другом определенной количественной зависимостью. Переменное электрическое поле создает переменное магнитное поле, а переменное магнитное поле создает переменное электрическое поле.

Излучение электромагнитных волн может происходить вследствие изменения уровня энергии электронов при переходе их с одной электронной оболочки атома на другую, при различного рода ядерных реакциях, при взаимодействии различных элементарных частиц. Однако излучение электромагнитных волн, возникающее при этом, оказывается «жестким», т. е. колебания происходят с чрезвычайно высокой частотой. Возникающие при этом волны быстро затухают и поэтому не могут быть использованы для целей связи.

Излучение электромагнитных волн может быть вызвано также свободными электронами, двигающимися с ускорением. Работа, затрачиваемая на их ускорение, частично преобразуется в энергию электромагнитного излучения.

Очевидно, что создать ускоренное движение электронов в одном направлении длительно практически невозможно, поэтому приходится ускорение в одном направлении сменять замедлением, т. е. ускорением в противоположном направлении. Подобный цикл может быть повторен неоднократно. Это можно осуществить путем присоединения каких-либо проводников к зажимам источника переменной э. д. с., под действием которой свободные электроны про-

водника начинают совершать колебательное движение, создавая электромагнитное излучение в окружающем пространстве. Такой проводник, преобразующий энергию источника переменной э. д. с. в энергию электромагнитных волн, называется антенной.

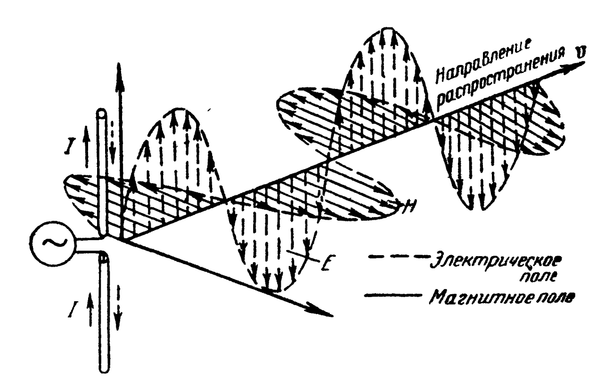


Рис. 1-1. Структура полей электромагнитной волны.

Теория Максвелла позволила установить, что скорость распространения электромагнитных волн в какой-либо среде

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}}, \tag{1-1}$$

где c — скорость распространения света в вакууме;
ε — диэлектрическая проницаемость среды;
μ — магнитная проницаемость среды.

Для воздуха $\varepsilon \approx \mu \approx 1$ и скорость распространения электромагнитных волн близка к скорости света в вакууме

$$v \approx c \approx 300\,000 \ км/сек.$$

Колебания электронов в антенне создаются источником периодически изменяющейся э. д. с. с периодом T. Если в некоторый момент t_0 мгновенное значение электромагнитного поля у антенны имело максимальную величину (рис. 1-1), то такую же величину оно будет иметь, спустя время T. За это время существовавшее в начальный момент у антенны электромагнитное поле переместится на расстояние

$$\lambda = vT. \tag{1-2}$$

Минимальное расстояние между двумя точками пространства, поле в которых имеет одинаковую фазу, называется длиной волны. Как следует из выражения (1-2), длина волны λ зависит от скорости распространения и периода колебаний электронов в антенне. Так как частота тока $f=1/T$, то длина волны

$$\lambda=\frac{v}{f}. \qquad (1\text{-}3)$$

На основании теории Максвелла и из опыта можно установить, что электромагнитные волны представляют собой волны поперечного типа: в любой момент времени и в любой точке направления действия магнитного и электрического поля волны перпендикулярны направлению ее распространения, при этом направление электрического поля всегда перпендикулярно направлению магнитного поля (рис. 1-1).

1-2. ОБЩАЯ СХЕМА РАДИОСВЯЗИ

Может возникнуть вопрос, нельзя ли для того, чтобы передать с помощью радиоволн человеческую речь, звуковые колебания превратить в электрические колебания, а последние с помощью антенны преобразовать в электромагнитные волны, чтобы затем в приемном пункте эти электромагнитные волны снова преобразовать в звуковые?

Колебания, создаваемые голосом, являются колебаниями низких частот, лежащих обычно в пределах от 75 до 3 000 *гц*. Используя формулу (1-3), легко показать, что такие колебания создадут волны с длиной от 4 000 до 100 *км*. Антенны же могут эффективно излучать электромагнитные колебания только тогда, когда их размеры соизмеримы с длиной волны. Поэтому передача колебаний с такими длинами волн оказывается практически невозможной.

Если учесть, что можно построить антенны с размерами, не превышающими несколько сот метров, то становится ясным, что для радиосвязи можно использовать волны, длина которых не превышает нескольких километров. Такие электромагнитные волны создаются колебаниями с частотами, во много раз превышающими частоты звуковых колебаний. Для передачи с их помощью колебаний звуковой частоты или условных сигналов изменяют амплитуду, частоту или фазу тока высокой частоты в соответствии с законом передаваемого колебания звуковой частоты или создают по определенному коду перерывы в передаче. Из-

менение амплитуды, фазы или частоты тока или введение в передачу перерывов по определенной программе называется модуляцией.

На рис. 1-2 приведены графики передаваемого звукового сигнала и амплитудно-модулированных колебаний, которые получаются в том случае, когда по закону передаваемого сигнала изменяется амплитуда высокочастотных колебаний.

Таким образом, всякое радиопередающее устройство должно состоять из трех основных элементов: генератора

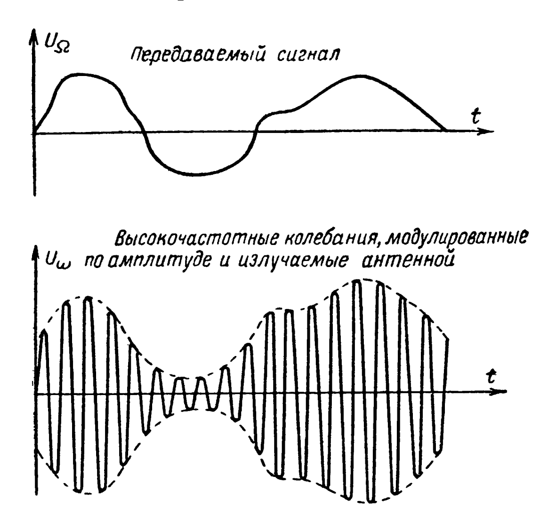


Рис. 1-2. Амплитудно-модулированные колебания.

переменной э. д. с., прибора, в котором происходит модуляция, и антенны.

В приемном пункте должно находиться устройство, преобразующее энергию электромагнитных волн в энергию электрических колебаний, т. е. приемная антенна. К антенне, расположенной в приемном пункте, приходят электромагнитные волны, излучаемые разными передатчиками, работающими на различных частотах. Для того чтобы принимать сигналы только одной станции, необходимо иметь избирательное устройство, которое могло бы выделить из колебаний различных частот только те колебания, которые передаются нужной радиостанцией. Для решения этой задачи используются контуры, настраиваемые на частоту принимаемой радиостанции.

Выделенные с помощью контура высокочастотные колебания нужно подвергнуть обратному преобразованию, т. е. получить из них токи или напряжения, изменяющиеся в соответствии с законом модуляции колебаний в передатчике. Для решения этой задачи приемник должен иметь специальное устройство, которое называют детектором.

Наконец, выделенный сигнал нужно подать на некото-

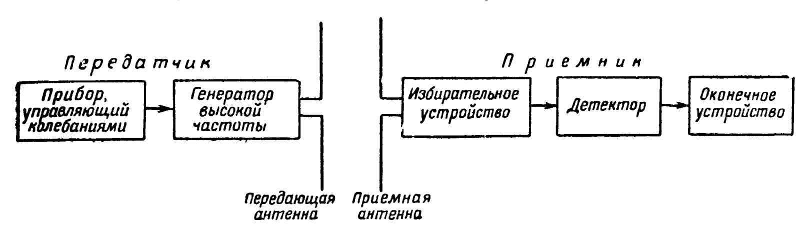


Рис. 1-3. Структурная схема линии радиосвязи.

рое оконечное устройство, которое запишет его или позволит человеку воспринимать его в виде звука или света. Следовательно, радиоприемное устройство должно содержать в себе обязательно антенну, избирательное устройство, детектор и оконечное устройство.

Таким образом, структурная схема радиосвязи имеет вид, изображенный на рис. 1-3.

1-3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В РАДИОТЕХНИКЕ

Какие же волны используются в современной радиотехнике? Исследования показали, что условия распространения радиоволн существенно различаются в зависимости от длины их волны. Это определяется различием в прохождении волн, излученных антенной вдоль земной поверхности (так называемого земного луча), и волн, излученных под некоторым углом к горизонту (так называемого пространственного луча) (рис. 1-4).

Земной луч, проходя вдоль поверхности Земли, наводит в ней переменные токи, которые встречают тем большее сопротивление, чем выше рабочая частота. Поэтому с ростом частоты возрастает поглощение энергии земного луча.

Пространственный луч попадает в верхние сильно ионизированные слои атмосферы (так называемую ионосферу). Под действием пришедшей электромагнитной волны свободные заряды в ионизированных слоях совершают упоря-

доченное колебательное движение, что является причиной возникновения нового излучения, часть которого может вернуться на Землю. Иначе говоря, происходит отражение радиоволн от ионосферы. Однако не вся энергия падающей на нее волны переходит в отраженную волну: часть ее превращается в тепло. Теория и опыт показали, что доля поглощенной энергии возрастает с увеличением длины волны (т. е. с уменьшением частоты).

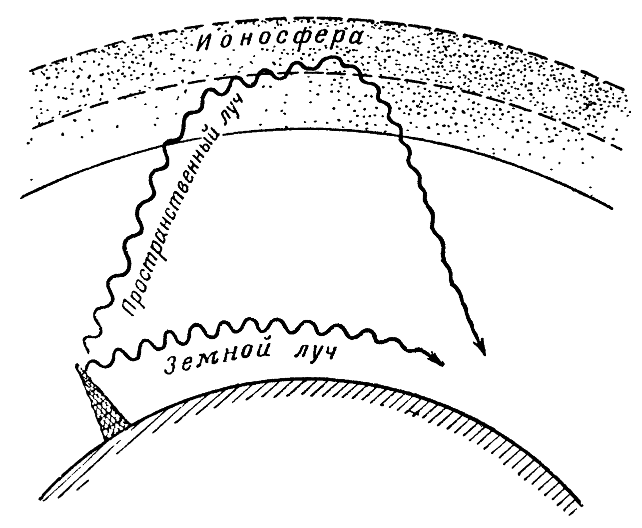


Рис. 1-4. Распространение радиоволн.

На волнах более 3 000 *м* поглощение в земной поверхности оказывается очень малым, а поглощение в ионосфере очень большим. Благодаря тому, что эти волны, кроме того, хорошо огибают земную поверхность, с помощью земного луча удается осуществлять связь на расстояния в несколько тысяч километров. Из-за сильного поглощения в ионосфере пространственный луч не может быть использован для связи.

Волны, длина которых превышает 3 000 *м*, называют длинными (соответствующие им частоты меньше 100 *кгц*).

На более коротких волнах (от 3 000 до 200 *м*), которые принято называть средними волнами, поглощение земного луча возрастает, и связь с помощью него может осуществляться только на сравнительно небольшие расстояния, но начинает появляться достаточно интенсивный отражен-

ный от ионосферы пространственный луч, за счет которого дальность связи также может достигать порядка нескольких тысяч километров. Диапазону средних волн соответствуют частоты от 100 *кгц* до 1,5 *Мгц*.

На волнах коротковолнового диапазона, к которому принято относить волны от 200 до 10 *м* (чему соответствуют частоты от 1,5 до 30 *Мгц*), поглощение в земле становится столь большим, что практически связь на расстояниях свыше нескольких десятков километров земным лучом становится невозможной, зато поглощение пространственного луча в ионосфере резко уменьшается, и связь может осуществляться на огромные расстояния с помощью отраженных от ионосферы волн.

Более короткие волны, которые получили название ультракоротких (длина волны менее 10 *м*), проходят сквозь ионосферу, не испытывая отражения. По мере укорочения волны свойства радиоволн все более и более приближаются к свойствам световых волн. Ультракороткие волны уже почти не обладают способностью огибать земную поверхность, поэтому связь с помощью них может практически осуществляться только в пределах зоны прямой видимости. Это, конечно, снижает возможности использования ультракоротких радиоволн, но, с другой стороны, благодаря этому исключаются взаимные помехи радиостанций, расположенных на расстояниях в несколько десятков километров. Использование ультракоротких волн открыло целый ряд интересных возможностей перед радиотехникой. Малая длина волны позволяет создавать сложные антенные системы, концентрирующие излучение только в определенных нужных направлениях.

Атмосферные и промышленные помехи практически отсутствуют в этом диапазоне. Только на ультракоротких волнах оказывается возможным построение радиолокационных, телевизионных станций, линий телеуправления и целого ряда других специальных устройств. Поэтому диапазон ультракоротких волн привлекает в последние годы особое внимание радиоспециалистов. В настоящее время уже находят практическое применение волны длиной в несколько миллиметров. Использование более коротких волн ограничивается только трудностями построения генераторов колебаний столь высоких частот.

На практике часто производят дополнительное разделение названных выше диапазонов. Так, диапазон волн от 200 до 50 *м* называют диапазоном промежуточных волн,

Диапазон ультракоротких волн разделяют на диапазон метровых волн (волны с длиной от 10 до 1 *м*, чему соответствуют частоты от 30 до 300 *Мгц*), дециметровый диапазон (волны от 1 *м* до 10 *см*, чему соответствуют частоты от 300 до 3 000 *Мгц*), сантиметровый диапазон (волны от 10 до 1 *см*, чему соответствуют частоты от 3 000 до 30 000 *Мгц*), миллиметровый диапазон (волны от 1 *см* до 1 *мм*, чему соответствуют частоты от 30 000 до 300 000 *Мгц*).

Следует полагать, что в недалеком будущем диапазон практически используемых радиоволн еще более расширится в сторону более коротких волн.

Нужно отметить, что в литературе часто встречается иное разделение радиоволн на диапазоны. В соответствии с международным соглашением 1947 г. называют длинными волны от 10 до 1 *км*, средними — волны от 1 *км* до 100 *м* и короткими — волны от 100 до 10 *м*.

1-4. КРАТКИЙ ОЧЕРК РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИКИ

Впервые в мире радиосвязь была осуществлена 24 марта 1896 г. А. С. Поповым на расстояние около 250 *м*.

В передатчике Попова (рис. 1-5) источник постоянного тока питал преобразователь, на выходе которого создавалось высокое напряжение. Оно подводилось к двум от-

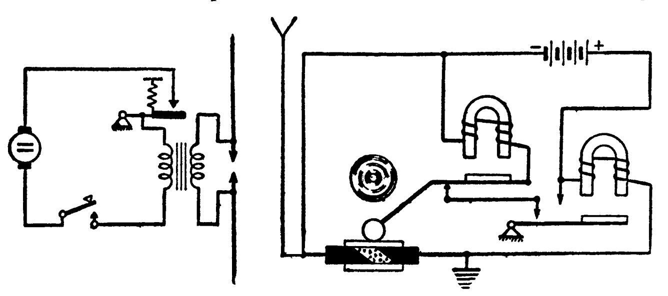


Рис. 1-5. Аппаратура линии радиосвязи А. С. Попова.

носительно длинным проводам, разделенным разрядным промежутком, которые выполняли роль антенны.

Когда напряжение на проводах антенны превышало напряжение пробоя воздушного промежутка, возникал искровой разряд и в антенной цепи возбуждались затухающие электрические колебания, создававшие в окружающем пространстве электромагнитное излучение.

Управление этим излучением осуществлялось с по-

мощью телеграфного ключа, через который замыкалась цепь питания преобразователя. Нажимая и размыкая ключ, можно было создавать электромагнитные сигналы, пользуясь телеграфной азбукой Морзе.

Радиоприемное устройство А. С. Попова состояло из приемной антенны, в цепь которой включался когерер — стеклянная трубочка, заполненная металлическими опилками.

При появлении переменных токов в цепи приемной антенны происходило спекание отдельных частиц металлического порошка, вследствие чего сопротивление когерера резко падало. Через когерер замыкалась также цепь звонка или обмотка реле пишущего механизма телеграфного аппарата. При уменьшении сопротивления когерера в цепи звонка возникал ток, молоточек ударял по звонку и телеграфный сигнал мог быть принят на слух или записан аппаратом. При обратном ходе молоточек звонка встряхивал когерер, восстанавливая его первоначальное состояние.

Здесь когерер играл роль детектора, а звонок — оконечного устройства.

Приемное устройство такого типа впервые было продемонстрировано А. С. Поповым 7 мая 1895 г. на заседании Физико-химического общества в Петербурге. Этот день и принято считать днем изобретения радио.

А. С. Попов неустанно совершенствовал разработанную им аппаратуру и, если первая радиопередача производилась на расстояние всего в 250 *м*, то уже через полтора года он мог передавать радиограммы на расстояние в несколько километров, а в 1899 г. при операции по спасению крейсера «Адмирал Апраксин» Попов осуществлял радиосвязь на расстоянии в 40 *км*. В 1901 г. с помощью радиостанции Попова удается установить связь на расстоянии в 150 *км*.

Изобретение Попова получило широкое признание во всем мире. Всюду стали появляться искровые радиотелеграфные станции, только в России косность и полное равнодушие царского правительства, не желавшего видеть огромного значения замечательного изобретения, тормозило развитие радио.

В 1906 г. американский изобретатель Ли де Форест создал первую трехэлектродную электронную лампу, которая открыла новые возможности для радиотехники. В 1913 г. немецкий инженер Мейснер создал первый ламповый генератор. Появившиеся ламповые генераторы и усилители

незатухающих колебаний разрешили проблему создания компактных, стабильных, перестраиваемых передатчиков и приемников, с помощью которых стали возможными передача и прием не только телеграфных сигналов, но и человеческой речи, музыки, изображения.

С первых же дней создания Советской власти Коммунистическая партия, руководимая В. И. Лениным, проявила огромную заботу и внимание к развитию радиотехники.

По указанию В. И. Ленина в Нижнем Новгороде была создана радиолаборатория, где были сосредоточены важнейшие разработки радиотехнической аппаратуры.

В условиях голода, блокады, экономической разрухи коллектив работников лаборатории во главе с М. А. Бонч-Бруевичем создали первые образцы отечественных электронных ламп, и уже в 1920 г. на Ходынском поле под Москвой была построена весьма мощная по тому времени радиотелефонная радиостанция.

А еще через 2 года в Москве была построена самая мощная в мире радиовещательная радиостанция. С этого времени Советский Союз неизменно занимает первое место в мире по мощности радиовещательных станций.

В начале двадцатых годов под руководством М. А. Бонч-Бруевича были разработаны мощные и сверхмощные генераторные лампы мощностью до 100 *квт*.

В 1933 г. под Москвой была построена радиостанция имени Коминтерна мощностью 500 *квт* в антенне, разработанная коллективом инженеров под руководством А. Л. Минца. А в годы Великой Отечественной войны была создана самая мощная в мире радиостанция, мощность которой значительно превышает мощность радиостанции имени Коминтерна.

В конце тридцатых годов и особенно после второй мировой войны стали быстро развиваться и другие отрасли радиотехники: передача изображений по радио — телевидение, управление различными объектами по радио — телеуправление, обнаружение самолетов и судов с помощью отраженных радиоволн — радиолокация, вождение самолетов и судов с помощью радиосредств — радионавигация.

Радиотехнические методы проникают в самые различные отрасли науки и техники: в физику, химию, геологию, медицину, астрономию, математику и т. д. Сейчас невозможно указать ни одной отрасли естественных наук, где бы не использовались те или иные радиотехнические устройства.

1-5. СРЕДСТВА, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В СОВРЕМЕННОЙ РАДИОТЕХНИКЕ

При всем разнообразии решаемых задач все радиотехнические устройства строятся в основном из небольшого числа элементов: электронных ламп, активных сопротивлений, катушек индуктивностей и конденсаторов. Поэтому при изучении курса радиотехники в первую очередь надлежит познакомиться с особенностями их работы.

При соединении этих элементов образуются узлы, приобретающие качественно новые свойства. Таким основным радиотехническим узлом, состоящим из индуктивности и емкости, является колебательный контур, который входит в состав подавляющего большинства генераторов и усилителей, используемых в передатчиках и приемниках.

Контур никогда не является изолированной системой, он всегда связывается с другими цепями, входящими в передатчик или приемник. В результате этой связи могут существенно измениться свойства колебательной системы. Такие связанные друг с другом цепи или контуры называются связанными цепями (контурами).

Как было видно из рассмотрения структурных схем передатчика и приемника, в радиотехнических цепях протекают токи самых различных частот. Поэтому часто необходимо отфильтровать токи одних частот от токов других частот, т. е. токи одних частот пропускать в какую-либо цепь, а токи других частот не пропускать. Эту задачу решают с помощью специальных устройств, называемых электрическими фильтрами, которые составляются из сопротивлений, конденсаторов, катушек, а иногда и из колебательных контуров.

В радиотехнических устройствах часто встречаются системы из электрических проводов, по которым энергия высокочастотных колебаний передается от одной части устройства к другой, например от передатчика к антенне или от антенны к приемнику. Такие системы принято называть фидерными линиями. К ним предъявляется требование возможно полно, без потерь передавать энергию.

Когда длина таких линий становится соизмеримой с длиной волны, в их работе проявляется целый ряд интересных особенностей, что позволяет использовать их в качестве индуктивностей, емкостей, колебательных контуров, фильтров и т. д.

Изучение свойств линий позволяет понять многие явления, происходящие в антеннах, в большинстве случаев об-

разованных системой длинных проводов. В зависимости от их конфигурации, подвески над землей, способа питания антенна обладает теми или иными излучающими свойствами. Необходимость же создания антенн с различными характеристиками определяется разным назначением радиостанций и неодинаковыми условиями распространения в зависимости от рабочего диапазона станции: одни радиоволны распространяются в пределах прямой видимости, другие — на тысячи километров, третьи способны многократно обходить Земной шар. Знание условий распространения радиоволн необходимо для правильного выбора рабочих волн и антенных устройств.

В настоящее время в большинстве усилителей, генераторов и других важнейших узлов радиоустройств в качестве основного элемента используются электронные лампы или полупроводниковые триоды. Их основным свойством является то, что изменение напряжения на одном из их электродов влияет в значительно большей степени на ток, протекающий в цепи другого электрода, чем изменение напряжения на самом этом электроде. Это дает возможность путем небольших изменений напряжения на первом электроде создавать большие изменения напряжения на втором электроде, т. е. производить усиление переменных напряжений.

С помощью этих же приборов удается осуществлять модуляцию, детектирование и другие преобразования колебаний.

В настоящее время существует много типов ламп и полупроводниковых приборов, предназначенных для выполнения различных функций.

Знание особенностей работы радиоламп и колебательных контуров позволяет перейти к изучению работы усилителей и генераторов, в большинство которых они входят как два главных составных элемента.

Благодаря созданию ламповых генераторов и усилителей стало возможным построение приемников и передатчиков, в которых производится усиление сигналов в миллионы раз.

Из рассмотрения общего принципа строения линии связи можно заключить, что, кроме генерирования и усиления колебаний, в любом радиоустройстве мы всегда встречаемся с различного рода преобразованиями частоты, амплитуды или фазы колебаний. В современных радиоустройствах это чаще всего осуществляется также в ламповых

схемах или с применением полупроводниковых приборов.

Следует подчеркнуть, что радиопередающие и радиоприемные устройства не представляют собой простую сумму отдельных рассмотренных ранее узлов. Так же, как при образовании контура из катушки и конденсатора или усилителя из контура и лампы, новое устройство приобретает новые качественные особенности. Их необходимо знать, чтобы понять, для чего нужны его отдельные элементы и что представляет собой законченное радиоустройство, способное выполнять самостоятельные задачи.

Знание принципов построения и работы радиопередающих и радиоприемных устройств позволяет понять сущность новых, чрезвычайно важных отраслей радиотехники таких, как телевидение, радиолокация, телеуправление и др.

В радиоустройствах, служащих для обнаружения самолетов и кораблей, для управления различными агрегатами на расстоянии, в вычислительных машинах и бесконечном множестве других специальных приборов, используемых в самых различных отраслях науки и техники, применяются многообразные импульсные схемы, важнейшие из которых будут рассмотрены в данном учебнике.

Из этого краткого очерка видно, что радиотехника является стройной и логичной наукой. Все в ней взаимосвязано и вытекает одно из другого. Не поняв предыдущего, нельзя по-настоящему освоить последующее. Поэтому мы рекомендуем читателю при изучении курса придерживаться последовательности изложения, выдержанной в книге.

Глава вторая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2-1. ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК

Переменным током называют ток, величина и направление которого изменяются во времени. Законы изменения тока могут быть самыми разнообразными. Чаще всего приходится иметь дело с переменным током, который изменяется по синусоидальному закону:

$$i = I_m \sin \omega t, \tag{2-1}$$

где i — мгновенное значение тока;

I_m — амплитуда, т. е. максимальное значение тока; ω — круговая или угловая частота.

Любую синусоидально изменяющуюся во времени величину можно представить как проекцию на вертикальную ось некоторого вращающегося вектора (рис. 2-1). За один оборот вектора синусоидально изменяющаяся величина достигает дважды максимального (амплитудного) значения, когда вектор совпадает с вертикальной осью, и его проекция оказывается равной величине вектора. Круговая ча-

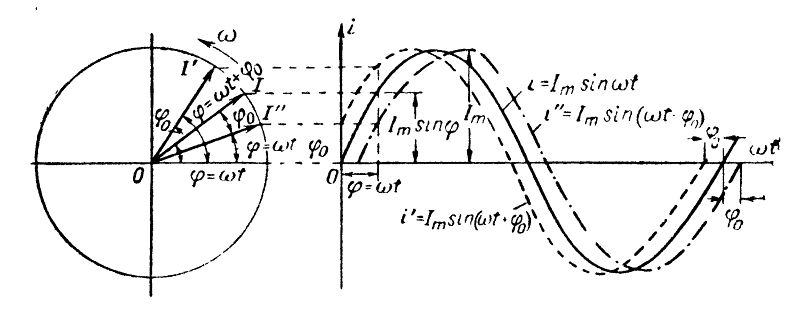


Рис. 2-1. График, поясняющий связь между вращающимися векторами и синусоидально изменяющимися величинами.

стота вращения вектора ω является круговой частотой синусоидально изменяющейся величины. Она измеряется углом поворота вектора за секунду (обычно в *рад/сек*).

Угол поворота вектора относительно горизонтальной оси называется фазой синусоидально изменяющейся величины.

Время полного оборота вектора вокруг своей оси соответствует периоду T синусоидально изменяющейся величины. Величина, обратная периоду, показывает, сколько оборотов совершает вектор за 1 *сек*. Она называется частотой синусоидально изменяющейся величины и измеряется в герцах:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}. \quad (2\text{-}2)$$

При частоте в 1 *гц* вектор совершает полный оборот за 1 *сек*.

В том случае, когда в начальный момент времени вращающийся вектор I' находится под углом φ_0 к горизонтальной оси, синусоидально изменяющаяся величина имеет начальную фазу φ_0; при этом синусоида с начальной фазой

φ_0 оказывается сдвинутой относительно синусоиды с нулевой начальной фазой в сторону меньших значений времени (пунктирная кривая на рис. 2-1), т. е. опережает ее на угол φ_0. Уравнение такой синусоидально изменяющейся величины имеет вид:

$$i' = I_m \sin(\omega t + \varphi_0). \qquad (2\text{-}3)$$

Проекция третьего вектора I'', вращающегося с той же скоростью и расположенного по другую сторону от векто-

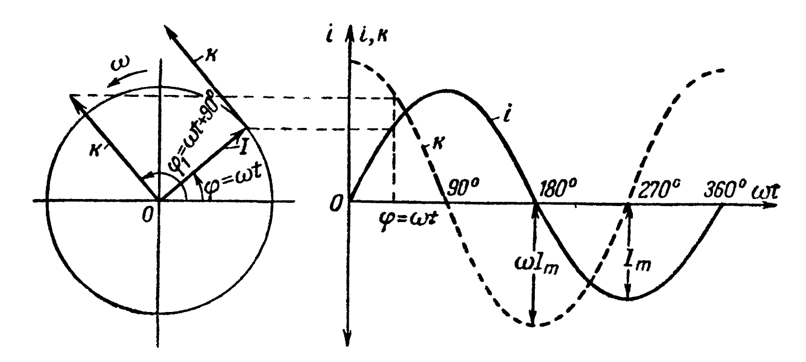


Рис. 2-2. График, поясняющий определение скорости изменения синусоидально изменяющейся величины.

ра I, представляет собой синусоидально изменяющуюся величину, отстающую от первой на угол φ_0 (штрихпунктирная кривая на рис. 2-1). Ее уравнение имеет вид:

$$i'' = I_m \sin(\omega t - \varphi_0). \qquad (2\text{-}4)$$

Многие величины в радиотехнике оказываются пропорциональными скорости изменения той или иной синусоидальной величины. Скорость вращающегося вектора I представляет собой также вектор K, направленный по касательной к окружности, описываемой вектором I (рис. 2-2).

Для удобства изобразим вектор K выходящим из начала координат (это можно сделать, так как проекция вектора на вертикальную ось при этом не изменится). Легко видеть, что он опережает вектор I на 90°.

Из курса механики известно, что величина вектора линейной скорости K связана с угловой скоростью и величиной вращающегося вектора I простым соотношением:

$$K = \omega I.$$

Проектируя этот вектор на вертикальную ось, получим скорость изменения синусоидально изменяющейся величины, которая также изменяется синусоидально, опережая изменение самой величины на 90°.

Из построения суммарной кривой двух синусоид, имеющих одинаковую частоту, но разные амплитуды и начальные фазы (рис. 2-3), видно, что результирующая кривая является синусоидой той же частоты. Она может быть по-

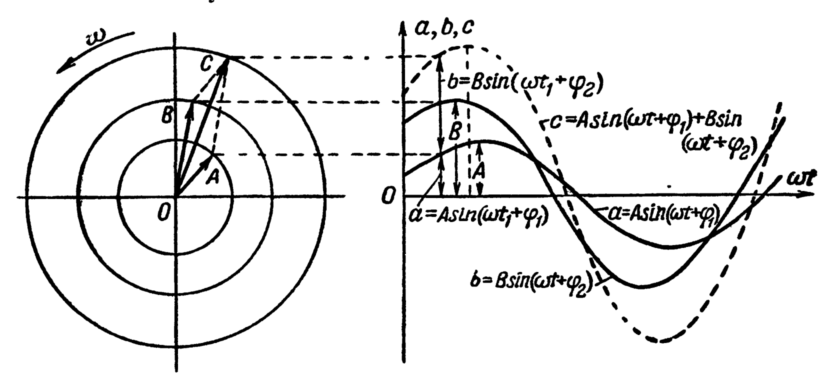


Рис. 2-3. Сложение двух синусоидально изменяющихся величин.

лучена как проекция вектора C, являющегося суммой вектора A и вектора B, проекциями которых являются суммируемые синусоиды. Вектор C строится, как диагональ параллелограмма, построенного на векторах A и B.

Рассмотренное свойство проекций вращающихся векторов позволяет находить результат сложения синусоидальных величин путем геометрического суммирования соответствующих им векторов. Рисунок с изображением мгновенных положений векторов наглядно характеризует амплитудные и фазовые соотношения в цепи и называется векторной диаграммой.

Самоиндукция. Согласно правилу Ленца в любом проводнике при изменении тока его магнитное поле создает э. д. с., препятствующую этому изменению. При прохож-

дении через проводник переменного тока вследствие его непрерывного изменения в проводнике все время возбуждается такая э. д. с., что равносильно увеличению сопротивления проводника. Эта э. д. с. называется э. д. с. самоиндукции. Она пропорциональна скорости изменения тока, а последняя тем больше, чем выше частота тока; э. д. с. самоиндукции особенно велика на радиочастотах.

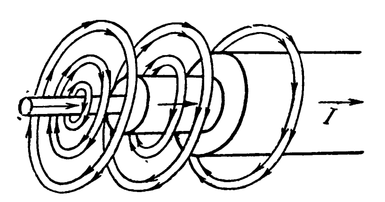


Рис. 2-4. Магнитное поле провода круглого сечения.

Поверхностный эффект. Провод круглого сечения можно представить как стержень с надетыми на него концентрическими трубками (рис. 2-4). Вокруг стержня магнитное поле создается токами, проходящими по всем трубкам, а вокруг трубок, расположенных ближе к поверхности провода, находится только часть магнитного поля (остальная его часть находится внутри провода). Поэтому увеличение сопротивления провода в результате возникновения э. д. с. самоиндукции больше сказывается в центральной части провода и меньше — у его поверхности. На радиочастотах ток практически полностью вытесняется из средней части провода, т. е. он проходит только в тонком поверхностном слое. Это явление получило название поверхностного эффекта.

Для получения малого сопротивления провода на высоких частотах необходимо увеличивать его диаметр, причем провод может быть выполнен в виде трубки. Особое внимание должно уделяться состоянию поверхности проводов, которые часто покрывают тонким слоем серебра, золота или меди для увеличения проводимости.

Конденсаторы в цепи переменного тока. Напряжение на конденсаторе

$$u_C = \frac{q}{C} \quad [в],$$

где q — заряд на обкладках конденсатора, *к*;

C — емкость конденсатора, *ф*.

Если напряжение изменяется за время Δt* на величину

* Здесь и дальше греческой буквой Δ (дельта) обозначаются малые разности (изменения) или, как говорят, приращения той величины, которая стоит за этим знаком. Так, $\Delta t = t_2 - t_1$, где t_1 и t_2 — два близких друг к другу момента времени.

Δu_C, то это вызывает изменение величины заряда конденсатора на

$$\Delta q = C\Delta u_C.$$

Разделим правую и левую части равенства на Δt:

$$\frac{\Delta q}{\Delta t} = C\frac{\Delta u_C}{\Delta t}.$$

Левая часть представляет собой среднее значение тока в цепи конденсатора за время Δt, а отношение $\frac{\Delta u_C}{\Delta t}$ — среднюю скорость изменения напряжения на нем. Следовательно, ток, проходящий в цепи конденсатора при изменении напряжения на нем, равен произведению емкости конденсатора на скорость изменения напряжения.

Если напряжение изменяется по синусоидальному закону

$$u_C = U_C \sin \omega t,$$

то на основании общих свойств вектора скорости синусоидально изменяющейся величины, рассмотренных выше, ток изменяется также по синусоидальному закону и опережает напряжение по фазе на 90°:

$$i_C = C\frac{\Delta u_C}{\Delta t} = \omega C U_C \sin(\omega t + 90°). \quad (2\text{-}5)$$

Если в начальный момент времени напряжение на конденсаторе максимально, то, следовательно, он полностью заряжен, и зарядный ток равен нулю. Когда напряжение начинает уменьшаться, появляется разрядный ток. Сначала напряжение на конденсаторе уменьшается медленно, т. е. он медленно разряжается, и поэтому разрядный ток мал. Постепенно скорость уменьшения напряжения на конденсаторе увеличивается, и ток возрастает. Он достигает максимума, когда напряжение становится равным нулю. Затем конденсатор заряжается, причем зарядный ток опережает по фазе напряжение на 90° (рис. 2-5).

Из выражения (2-5) видно, что амплитуда тока

$$I_C = U_C \omega C. \quad (2\text{-}6)$$

Отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока представляет собой кажущееся сопротивление конденсатора переменному току. Как же понимать сопротивление конденсатора переменному току, если изолятор между его

обкладками не пропускает электронов? При воздействии на конденсатор переменного напряжения происходят последовательно друг за другом процессы заряда и разряда его пластин и в цепи конденсатора проходит переменный ток так, как будто конденсатор пропускает через себя переменный ток, представляя для него некоторое сопротив-

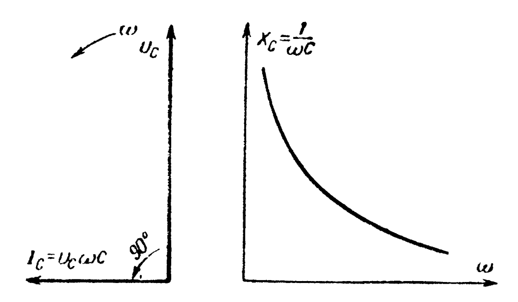


Рис. 2-5. Векторная диаграмма цепи с конденсатором и зависимость его сопротивления от частоты.

ление. Во время заряда энергия запасается конденсатором в виде энергии электрического поля между его обкладками, а при разряде конденсатор отдает запасенную энергию снова в цепь. В целом за период идеальный конденсатор не поглощает энергии, и сопротивление конденсатора в отличие от сопротивления провода не приводит к потерям электрической энергии на нагрев сопротивления. Поэтому сопротивление провода называют активным сопротивлением, а сопротивление конденсатора — кажущимся или реактивным сопротивлением и обозначают буквой X_C.

$$X_C=\frac{U_C}{I_C}=\frac{1}{\omega C}\,. \tag{2-7}$$

При неизменной амплитуде напряжения ток в цепи конденсатора тем больше, чем больше емкость конденсатора, так как при этом для повышения напряжения на конденсаторе нужно накопить на его обкладках бо́льший заряд. При данных напряжении и емкости конденсатора ток должен быть тем больше, чем выше частота (при более высокой частоте перезаряд конденсатора должен происходить за более короткий промежуток времени), в свою очередь увеличение тока указывает на уменьшение сопротивления (рис. 2-5).

Катушка индуктивности в цепи переменного тока. Если через катушку индуктивности проходит переменный ток

$$i_L = I_L \sin \omega t,$$

то в ней наводится э. д. с. самоиндукции, пропорциональная скорости изменения тока:

$$e_L = -L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}, \qquad (2\text{-}8)$$

где L — самоиндукция катушки, *гн*.

Знак минус в формуле учитывает, что э. д. с. препятствует изменению тока, т. е. при увеличении тока направлена навстречу ему.

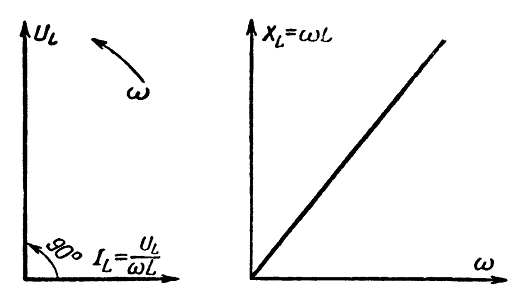


Рис. 2-6. Векторная диаграмма цепи с индуктивностью и зависимость ее сопротивления от частоты.

Если ток меняется по синусоидальному закону, то э. д. с. самоиндукции также изменяется по синусоидальному закону, причем вектор скорости опережает вектор тока по фазе на 90° (рис. 2-6).

$$e_L = -L\omega I_L \sin(\omega t + 90°).$$

Для преодоления этой э. д. с. необходимо, чтобы к цепи катушки было приложено напряжение

$$u = -e_L = \omega L I_L \sin(\omega t + 90°), \qquad (2\text{-}9)$$

опережающее ток на 90°. Следовательно, под действием синусоидального напряжения через катушку проходит ток, отстающий от напряжения по фазе на 90°. Когда ток достигает максимума, скорость его изменения, как видно из

графиков синусоидальной функции, равна нулю, и поэтому напряжение также равно нулю. По мере уменьшения тока скорость его изменения увеличивается и достигает максимума при переходе через нуль. Этому же закону следует и э. д. с. самоиндукции. В результате ток и напряжение оказываются сдвинутыми, как и в цепи конденсатора, на 90°, но в противоположную сторону. Отставание тока в цепи с индуктивностью объясняется тем, что она является мерой инерции цепи, препятствующей изменению тока в ней.

Отношение амплитуд напряжения и тока определяет величину кажущегося сопротивления катушки. Оно также имеет реактивный характер, так как в идеальной катушке не происходит преобразования электрической энергии в тепловую. Часть периода (когда ток нарастает) катушка запасает энергию в магнитном поле. Об этом можно судить хотя бы по тому, что катушка оказывается способной втягивать в себя тела, выполненные из магнитных материалов, производя при этом работу. Затем, когда ток убывает, катушка отдает запасенную энергию в цепь (при этом э. д. с. самоиндукции стремится воспрепятствовать уменьшению тока в катушке). Поэтому сопротивление индуктивности переменному току, так же как и сопротивление конденсатора, обозначается буквой X.

$$X_L = \frac{U_L}{I_L} = \omega L. \qquad (2\text{-}10)$$

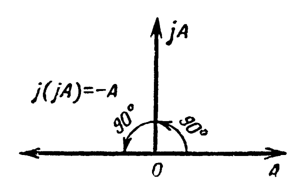
Полученную зависимость можно объяснить так: чем выше частота, тем больше скорость изменения тока, и, следовательно, больше э. д. с. самоиндукции и кажущееся сопротивление; чем больше индуктивность, тем больше э. д. с. самоиндукции в катушке, и ее кажущееся сопротивление переменному току (рис. 2-6).

При прохождении переменного тока через реактивное сопротивление фаза напряжения на нем сдвинута по отношению к фазе тока. На векторной диаграмме это отражается расположением векторов под углом 90° друг относительно друга.

Если в результате той или иной операции вектор A поворачивается на 90° (рис. 2-7), то этот поворот в дальнейшем будем отмечать с помощью символического множителя $+j$ при повороте вектора на 90° против направления вращения часовой стрелки и с помощью множите-

ля $-j$ при повороте вектора на 90° по направлению вращения часовой стрелки.

Если в результате новой операции вектор повернется еще на 90° в ту же сторону, то его новое направление будет противоположно первоначальному. Операцию второго поворота мы также должны обозначить множителем $\pm j$ и, следовательно, новый вектор



$$\pm j(\pm jA) = j^2 A = -A, \qquad (2\text{-}11)$$

откуда вытекает основное свойство символического множителя j

$$j^2 = -1. \qquad (2\text{-}12)$$

Рис. 2-7. Векторные диаграммы, поясняющие поворот вектора на 90° при умножении его на j.

Конденсатор с потерями в цепи переменного тока. Как конденсаторы, так и катушки индуктивности, состоят из проводников, обладающих некоторым активным сопротивлением, в котором происходит потеря части электрической энергии, т. е. преобразование ее в тепловую. Поэтому конденсаторы и катушки никогда не являются идеальными, чисто реактивными сопротивлениями. Кроме того, в диэлектрике конденсатора часть электрической энергии превращается в тепловую при перезаряде конденсатора.

Для удобства построения векторной диаграммы конденсатора будем считать, что все потери электрической энергии происходят в сопротивлении, включенном последовательно с конденсатором (рис. 2-8,*а*). Напряжение источника U равно сумме напряжений на элементах внешней цепи. Векторная диаграмма для момента времени, когда вектор тока занимает вертикальное положение, будет иметь вид, показанный на рис. 2-8,*б*. Вектор напряжения Ir_C на активном сопротивлении совпадает по фазе с вектором тока I, а вектор напряжения на конденсаторе $-jI\frac{1}{\omega C}$ отстает от вектора тока на 90°.

Вектор напряжения источника U равен сумме векторов напряжений Ir_C и $-jI\frac{1}{\omega C}$. Так как эти векторы

расположены под углом 90° друг относительно друга, то

$$U=\sqrt{(Ir_C)^2+\left(I\frac{1}{\omega C}\right)^2}=I\sqrt{r_C^2+\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

На диаграммах указывают абсолютные величины векторов.

Если все напряжения разделить на их общий множитель I, то вместо векторной диаграммы напряжений получим диаграмму сопротивлений (рис. 2-8,*в*). Она пока-

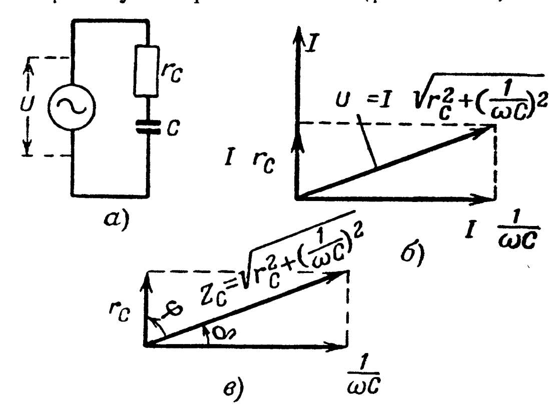


Рис. 2-8. Последовательное включение активного сопротивления и конденсатора (*а*), векторная диаграмма (*б*) и диаграмма сопротивлений (*в*).

зывает, что в том случае, когда в цепь входят активное и реактивное сопротивления, полное сопротивление цепи является комплексным сопротивлением. Комплексное сопротивление принято обозначать буквой Z.

$$Z_C=r_C-j\frac{1}{\omega C}=r_C-jX_C.$$

Абсолютная величина полного сопротивления, называемая его модулем:

$$z_C=\sqrt{r_C^2+\left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}=\sqrt{r_C^2+X_C^2}. \tag{2-13}$$

Отношение сопротивления потерь к реактивному сопротивлению конденсатора характеризуется углом δ, тангенс которого

$$\operatorname{tg}\delta=\frac{r_C}{X_C}. \tag{2-14}$$

Угол δ называется углом потерь: он тем больше, чем больше потери в конденсаторе.

Значение угла потерь или его тангенса приводится в числе основных данных конденсаторов. Обычно потери в конденсаторе не велики, и тангенс угла потерь весьма мал.

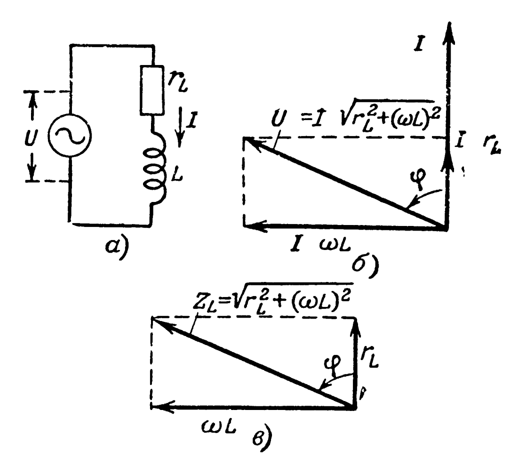


Рис. 2-9. Последовательное включение активного сопротивления и индуктивности (*а*), векторная диаграмма (*б*) и диаграмма сопротивлений (*в*).

Катушка с потерями в цепи переменного тока. Сопротивление потерь в катушке можно представить в виде активного сопротивления, включенного последовательно с катушкой, лишенной потерь, т. е. имеющей только индуктивное сопротивление (рис. 2-9,*а*).

Ток, проходящий по катушке, создает напряжение на ее индуктивном сопротивлении, опережающее вектор тока на 90°:

$$U_L = j\omega LI = jIX_L,$$

а на активном сопротивлении — напряжение, совпадающее по направлению с током:

$$U_r = Ir_L.$$

Вектор напряжения на катушке U опережает вектор тока на угол φ, который меньше 90° (рис. 2-9,*б*). Разделив напряжения на общий множитель I, получим диаграмму сопротивлений.

Полное сопротивление цепи

$$Z_L = r_L + j\omega L = r_L + jX_L.$$

Угол φ тем ближе к 90° (рис. 2-9,*в*), чем больше отношение реактивного сопротивления катушки к сопротивлению ее активных потерь. Это отношение называется также качеством или добротностью катушки и обозначается буквой Q:

$$Q = \frac{X_L}{r_L}. \tag{2-15}$$

Рассмотрение векторных диаграмм цепей, содержащих как активные, так и реактивные сопротивления (рис. 2-8 и 2-9), показывает, что тангенс угла сдвига фаз между напряжением и током в цепи источника питания определяется отношением реактивного сопротивления к активному:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X}{r}; \ \cos\varphi = \frac{r}{z}. \tag{2-16}$$

Мощность переменного тока. Мощность, выделяемая в цепи переменного тока, непрерывно изменяется. Однако если разбить период переменного напряжения на очень малые интервалы времени, то в течение их можно считать значения тока и напряжения неизменными. Энергия, выделяемая за малый интервал времени Δt, равна произведению средних значений тока и напряжения на этот интервал:

$$\Delta E = iu\Delta t.$$

В общем случае ток и напряжение в цепи могут быть сдвинуты друг относительно друга по фазе на некоторый угол φ (рис. 2-10,*а*). Если момент перехода тока через нуль к положительным значениям принять за начало отсчета времени, то в момент времени t

$$u = U\sin\omega t$$

и

$$i = I\sin(\omega t - \varphi).$$

Энергия, выделяемая в цепи за малый интервал времени Δt:

$$\Delta E = IU\sin\omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi)\,\Delta t.$$

Пользуясь тригонометрической формулой

$$2\sin\alpha\cdot\sin\beta=\cos(\beta-\alpha)-\cos(\alpha-\beta),$$

получим:

$$\Delta E=\frac{IU}{2}\cos\varphi\Delta t-\frac{IU}{2}\cos(2\omega t+\varphi)\,\Delta t.$$

Энергия, выделяемая за полный период переменного тока, является суммой энергий, выделяемых за все малые интервалы времени в течение этого периода *:

$$E=\sum\frac{IU}{2}\cos\varphi\Delta t-\sum\frac{IU}{2}\cos(2\omega t+\varphi)\,\Delta t. \qquad (2\text{-}17)$$

Поскольку в первом слагаемом первые три сомножителя — постоянные величины, а во втором слагаемом суммирование произведения за период дает нуль (так как косинус половину периода имеет положительные, а половину периода такие же отрицательные значения), то

$$E=\frac{IU}{2}T\cos\varphi.$$

Средняя мощность переменного тока за период

$$P=\frac{E}{T}=\frac{1}{2}IU\cos\varphi. \qquad (2\text{-}18)$$

Если ток и напряжение совпадают по фазе, что бывает при прохождении тока через активное сопротивление, то

$$P=\frac{1}{2}UI=\frac{I}{\sqrt{2}}\cdot\frac{U}{\sqrt{2}}. \qquad (2\text{-}19)$$

Это выражение показывает, что в цепи переменного тока выделяется такая же мощность, которую выделял бы по-

---

* Здесь и в дальнейшем греческой буквой Σ (сигма) обозначается сумма величин, стоящих за ней. Под этой буквой часто ставится номер (значение индекса) члена суммы, с которого начинается, а над буквой—номер члена, на котором кончается суммирование. Так, например:

$$\sum_{l=1}^{m}a_l=a_1+a_2+\ldots+a_m.$$

Если все члены суммы содержат общий множитель, то его можно вынести за знак суммы:

$$\Sigma ka_l=ka_1+ka_2+\ldots=k\Sigma a_l.$$

стоянный ток при его величине и величине напряжения, в $\sqrt{2}$ раз меньших, чем амплитуды переменного тока и напряжения. Эти величины поэтому называют действующими или эффективными значениями переменного тока и напряжения

$$I_д = \frac{I}{\sqrt{2}}; \quad U_д = \frac{U}{\sqrt{2}}.$$

При данных амплитудах тока и напряжения выделяемая мощность будет тем меньше, чем больше угол сдвига фаз между ними. При сдвиге фаз 90° (рис. 2-10,*б*), что соответствует цепям с реактивными элементами — идеальными конденсаторами и катушками индуктивности без потерь, средняя мощность за период равна нулю, так как

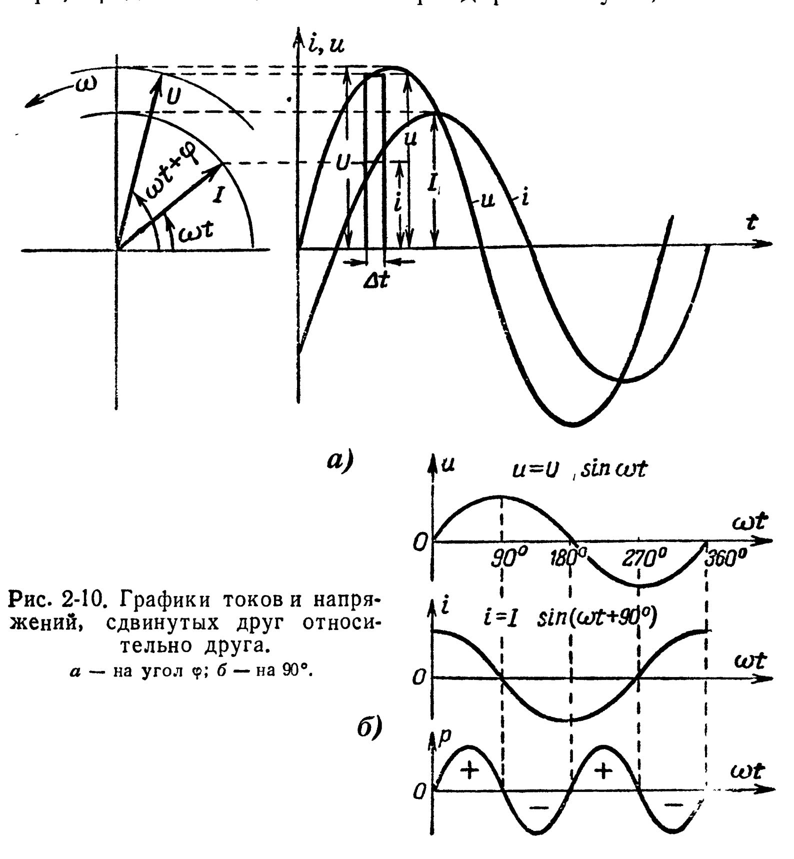


Рис. 2-10. Графики токов и напряжений, сдвинутых друг относительно друга.
а — на угол φ; *б* — на 90°.

они в течение четверти периода запасают энергию, а в следующую четверть периода отдают ее обратно.

Однако условно говорят о реактивной мощности S, отдаваемой или получаемой источником переменной э. д. с. при обмене энергией с реактивной нагрузкой, подразумевая под этим половину произведения значений тока и напряжения на нагрузке на синус угла φ между ними:

$$S=\frac{1}{2}IU\sin\varphi.$$

Или если учесть, что напряжение на идеальной реактивной нагрузке

$$U=IX,$$

то

$$S=\frac{1}{2}I^2X, \tag{2-20}$$

или

$$S=\frac{1}{2}\cdot\frac{U^2}{X}. \tag{2-21}$$

2-2. УСТАНОВИВШИЕСЯ И ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ, СОДЕРЖАЩИХ КОНДЕНСАТОРЫ И КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Заряженный конденсатор обладает потенциальной энергией. Зависимость напряжения на конденсаторе от величины заряда на нем (рис. 2-11) имеет линейный характер, поскольку чем больше заряд, тем больше напряжение на конденсаторе

$$u=\frac{q}{C}.$$

Если в некоторый момент времени на обкладках конденсатора скопился заряд q, то напряжение на нем равно $u_1=\frac{q}{C}$. При увеличении заряда на величину Δq, которая настолько мала, что изменение напряжения на конденсаторе можно не учитывать, необходимо совершить работу

$$\Delta A=\Delta q u_1.$$

Эта работа численно равна площади прямоугольника, имеющего стороны Δq и u_1, заштрихованного на рис. 2-11.

Если процесс заряда конденсатора до напряжения U_0 совершать путем добавления малых зарядов, то вся работа, затраченная при этом, будет равна:

$$A = \Sigma \Delta A = \Sigma \Delta q \cdot u.$$

Она выражается площадью треугольника OMN, которая равна половине произведения его сторон:

$$A = \frac{1}{2} q_0 U_0$$

или, так как $q_0 = CU_0$,

$$A = \frac{1}{2} CU_0^2. \qquad (2\text{-}22)$$

Энергия, запасенная магнитным полем катушки самоиндукции, зависит от значения тока, проходящего по катушке. При этом не имеет значения, каким образом нарастал ток

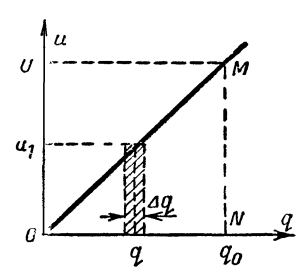


Рис. 2-11. Зависимость напряжения от величины заряда на обкладках конденсатора.

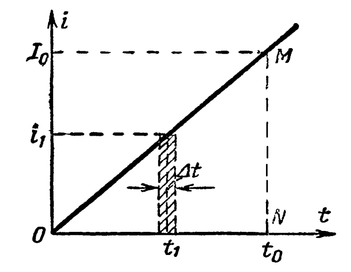


Рис. 2-12. График увеличения тока в индуктивности.

в катушке до установившегося значения. Предположим, что ток нарастал по линейному закону (рис. 2-12). В этом случае работа, затрачиваемая за короткий интервал времени Δt на прохождение через катушку заряда Δq, равна:

$$\Delta A = e_L \Delta q,$$

где

$$\Delta q = i_1 \Delta t,$$

i_1 — среднее значение тока за малый отрезок времени Δt.

Используя выражение (2-8), можно написать:

$$\Delta A = -L \frac{\Delta i}{\Delta t} i_1 \Delta t.$$

Работа, затрачиваемая на увеличение тока в катушке до значения I_0, будет равна сумме работ, затрачиваемых в отдельные отрезки времени:

$$A = -\Sigma L i_1 \Delta t \frac{\Delta i}{\Delta t};$$

знак минус указывает на то, что при увеличении тока, протекающего через катушку, внешний источник расходует запас своей энергии.

В этой сумме можно вынести за знак суммы постоянные множители L и $\frac{\Delta i}{\Delta t}$. Последний множитель постоянен, поскольку по условию скорость изменения тока постоянна, и равен:

$$\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{I_0}{t_0} = \text{const}.$$

Следовательно,

$$A = -L \frac{I_0}{t_0} \Sigma i_1 \Delta t.$$

Произведение $i_1 \Delta t$, как непосредственно видно из рис. 2-12, определяется площадью заштрихованного прямоугольника, а $\Sigma i_1 \Delta t$ — площадью треугольника OMN, т. е. половиной произведения основания треугольника на его высоту:

$$\Sigma i_1 \Delta t = \frac{I_0 t_0}{2}.$$

Следовательно,

$$A = -L \frac{I_0}{t} \cdot \frac{I_0 t_0}{2} = -L \frac{I_0^2}{2}. \tag{2-23}$$

При изменении напряжения источника цепи, в которую включен конденсатор, напряжение на конденсаторе измениться скачком не сможет, так как это означало бы изменение запаса энергии конденсатора на конечную величину за бесконечно малый отрезок времени, т. е. получение от источника бесконечно большой мощности, что является невозможным. Поэтому конденсатор всегда заряжается или разряжается постепенно, и напряжение на нем спустя лишь некоторое время достигает нового установившегося значения.

Процесс перехода от одного установившегося состояния к другому называется переходным или нестационарным процессом. Он протекает в цепях, содержащих элементы, запасающие энергию, при изменениях в схеме или режима

работы источника питания. К таким цепям относятся цепи, содержащие также катушки индуктивности. Только в цепях, состоящих из чисто активных сопротивлений, изменение токов и напряжений может происходить мгновенно.

Переходный процесс длится в течение конечного промежутка времени, пока система переходит от одного устойчивого состояния к другому, соответствующему новым, изменившимся условиям.

Длительность переходных процессов характеризует «инерционность» электрической системы, т. е. степень ее сопротивления изменению режима работы.

Подобные явления хорошо известны в других областях физики. Например, при прекращении действия внешнего

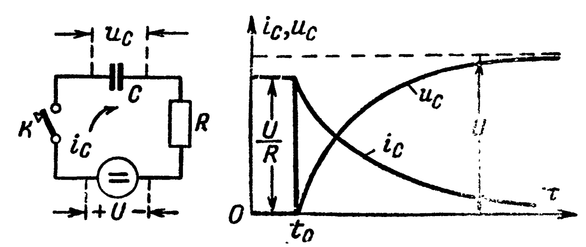


Рис. 2-13. Схема заряда конденсатора и графики тока и напряжения при заряде.

тягового усилия никакая реальная механическая система мгновенно не останавливается, а постепенно снижает свою скорость до нуля. При подведении тепла никакое тело не изменяет скачком свою температуру, а постепенно повышает ее до определенного установившегося значения.

После окончания переходных процессов система приходит в установившееся состояние, которое при данных новых условиях будет сохраняться бесконечно долго (до тех пор, пока не наступит новое изменение условий работы).

Рассмотрим процессы заряда и разряда конденсатора с учетом активного сопротивления цепи (сопротивления соединительных проводов, внутреннего сопротивления источника питания или специально включенного сопротивления).

В момент времени t_0 ключ K замыкается и в цепи начинает проходить ток заряда конденсатора (рис. 2-13). В первый момент на пластинах конденсатора нет зарядов, поэтому ничто не противодействует заряду конденсатора, и ток имеет максимальное значение, которое ограничивается только активным сопротивлением цепи. В дальнейшем

накапливающиеся на пластинах заряды все более и более препятствуют дальнейшему притоку зарядов, и ток полностью прекращается, когда напряжение на пластинах сравняется с напряжением источника питания.

Время установления напряжения на конденсаторе будет тем больше, чем меньше зарядный ток, т. е. чем больше

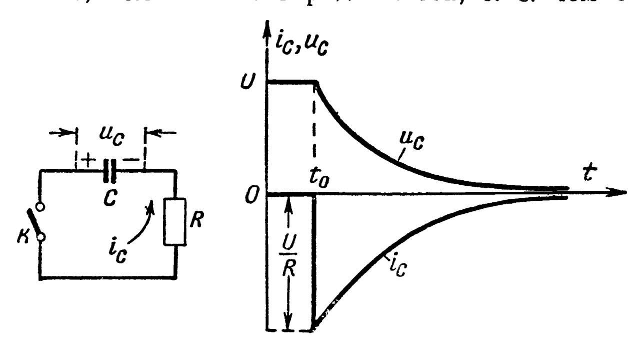


Рис. 2-14. Схема разряда конденсатора и графики тока и напряжения при разряде.

активное сопротивление цепи, и чем больше емкость конденсатора (для повышения напряжения на конденсаторе до напряжения источника питания требуется тем бо́льший заряд, чем больше емкость конденсатора). Длительность переходного процесса пропорциональна произведению активного сопротивления цепи на емкость конденсатора. Это произведение имеет размерность времени:

$$[RC] = \frac{[U]\,[q]}{[I]\,[U]} = [t].$$

Его обозначают буквой τ и называют постоянной времени цепи

$$\tau = RC. \qquad (2\text{-}24)$$

За время $t=\tau$ напряжение на конденсаторе достигает 63% установившегося значения, за время $t=2\tau$ оно достигает 87%, а за время $t=3\tau$ оно достигает 95%. Таким образом, за время, равное 3τ, переходный процесс практически заканчивается.

При разряде конденсатора через сопротивление (рис. 2-14) максимальный ток также протекает в цепи в момент замыкания ключа, а затем по мере разряда на-

пряжение на конденсаторе падает, что приводит к постепенному уменьшению тока разряда конденсатора.

Процесс имеет тем бо́льшую длительность, чем бо́льший заряд накоплен конденсатором, т. е. чем больше емкость конденсатора, и чем меньше ток разряда, который обратно пропорционален активному сопротивлению цепи. При разряде конденсатора длительность переходного процесса также определяется постоянной времени цепи.

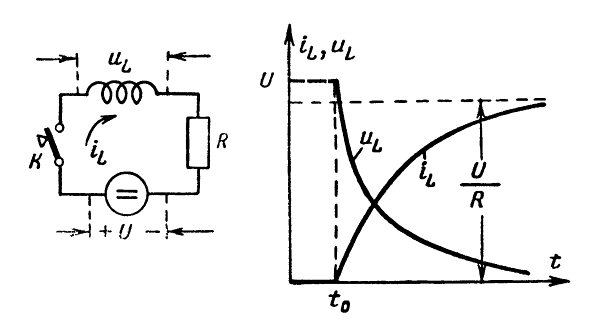


Рис. 2-15. Схема включения цепи с индуктивностью и графики тока и напряжения при включении этой цепи.

Поскольку запас магнитной энергии в катушке индуктивности определяется током, протекающим через нее, то очевидно, что в цепи ток не может меняться скачком, и при изменении напряжения питания или других параметров цепи будет иметь место более или менее длительный переходный процесс установления нового значения тока.

Рассмотрим процесс включения катушки в цепь источника постоянного напряжения с сопротивлением цепи R (рис. 2-15). Так как ток в цепи катушки не может меняться скачком, то в начальный момент ток равен нулю. При этом э. д. с. самоиндукции равна напряжению источника питания. Затем ток начинает постепенно увеличиваться и в установившемся режиме он равен:

$$I = \frac{U}{R}.$$

При этом по катушке проходит постоянный ток, и э. д. с. самоиндукции равна нулю.

Переходный процесс тем длительнее, чем больше индуктивность катушки. Чем больше активное сопротивле-

ние цепи, тем меньше будут изменения тока, меньше э. д. с. и скорее закончится переходный процесс. Поэтому постоянная времени в данном случае

$$\tau = \frac{L}{R}. \qquad (2\text{-}25)$$

Предположим, что сначала катушка была подключена к источнику и в ней протекал некоторый постоянный ток (рис. 2-16). В момент размыкания ключа K_1 замыкается ключ K_2, и ток в цепи катушки начинает уменьшаться. Вследствие этого появляется большая э. д. с. самоиндук-

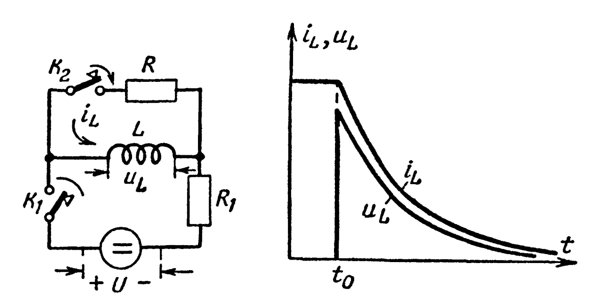


Рис. 2-16. Схема выключения цепи с индуктивностью и графики тока и напряжения при выключении этой цепи.

ции, стремящаяся поддержать уменьшающийся ток, и энергия, запасенная магнитным полем катушки, превращается в энергию электрического тока, который протекает в цепи катушка — сопротивление R.

Очевидно, что длительность переходного процесса будет тем больше, чем больше запас энергии магнитного поля катушки, т. е. чем больше ее индуктивность. Скорость изменения (в данном случае уменьшения тока) будет тем меньше, чем больше сопротивление цепи разряда. Поэтому постоянная времени цепи в этом случае

$$\tau = \frac{L}{R}. \qquad (2\text{-}26)$$

2-3. СВОБОДНЫЕ КОЛЕБАНИЯ В КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

Рассмотрим процессы, происходящие в цепи, составленной из идеальных конденсатора и катушки индуктивности (рис. 2-17), в которых не происходит потери энергии. Разомкнув ключ K, замкнем ключ K_1 и зарядим конденса-

тор от источника постоянного тока. Затем разомкнем ключ K_1 и замкнем ключ K. Конденсатор начнет разряжаться через катушку индуктивности. Поскольку до этого в катушке индуктивности тока не было, то вследствие действия э. д. с. ток увеличивается постепенно от нулевого значения, а напряжение на конденсаторе уменьшается (рис. 2-17). При этом запас энергии электрического поля конденсатора уменьшается, а запас энергии магнитного поля катушки увеличивается.

Когда напряжение на конденсаторе упадет до нуля, вся энергия электрического поля конденсатора перейдет

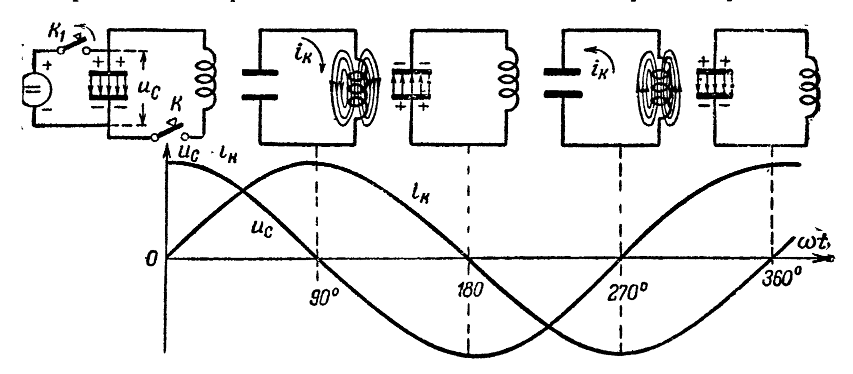


Рис. 2-17. Свободные колебания в идеальном контуре.

в энергию магнитного поля катушки, которая достигнет максимума. При этом ток, проходящий в катушке, также достигнет максимального значения. Так как ток в катушке не может прекратиться скачком, то он спадает постепенно, перезаряжая при этом конденсатор, т. е. заряжая его пластины зарядами противоположного знака по сравнению с теми, которые были на них до этого.

Когда ток спадет до нуля, вся энергия магнитного поля переходит в энергию электрического поля конденсатора, а напряжение на конденсаторе становится таким же, каким оно было в начале процесса, но имеет обратный знак. Затем явления повторяются, но разряд происходит в противоположном направлении.

Таким образом, в цепи происходят незатухающие электрические колебания с поочередным переходом энергии электрического поля конденсатора в энергию магнитного поля катушки и обратно. Поэтому такую цепь, состоящую из конденсатора и катушки индуктивности, называют **коле-**

бательным контуром. Так как потерь в идеальном контуре нет, то процесс продолжается бесконечно.

Аналогичные явления можно наблюдать в механических колебательных системах, например при колебаниях идеального маятника.

Процесс колебаний в контуре, рассмотренный выше, носит название свободных колебаний, так как он протекает без влияния внешней возбуждающей силы только благодаря наличию некоторого запаса энергии в одном из элементов цепи. Ток и напряжение в контуре, как видно из рис. 2-17, изменяются по синусоидальному закону, но со сдвигом по фазе на 90°.

Из равенства максимальных энергий конденсатора $U_C^2C/2$ и катушки $I_к^2L/2$, где U_C — амплитуда напряжения на конденсаторе, *в*; $I_к$ — амплитуда тока в катушке, *а*; C — емкость конденсатора, *ф*; L — индуктивность катушки, *гн*, следует:

$$\frac{U_C}{I_к} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho.$$

Эта величина называется волновым сопротивлением контура и представляет собой сопротивление катушки или конденсатора для тока, проходящего в них (поскольку напряжения на них равны и по ним проходит один и тот же ток, то их сопротивления также равны):

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}\ [ом]. \qquad (2\text{-}27)$$

Так как при свободных колебаниях сопротивления конденсатора и катушки равны, то в контуре может проходить ток только определенной частоты, при которой

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}, \qquad (2\text{-}28)$$

где ω_0 — частота свободных или, как их называют, собственных колебаний контура.

Из этого выражения получаем формулу для определения круговой частоты собственных колебаний контура

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}\ [рад/сек]. \qquad (2\text{-}29)$$

Частота собственных колебаний контура может быть найдена по формуле:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \ [гц]. \qquad (2\text{-}30)$$

Период колебаний в контуре

$$T = \frac{1}{f_0} = 2\pi\sqrt{LC}. \qquad (2\text{-}31)$$

Увеличение периода колебаний с увеличением индуктивности и емкости контура объясняется тем, что чем больше индуктивность контура, тем медленнее происходит изменение тока, и чем больше емкость, тем больше времени требуется на перезарядку конденсатора.

Выше рассмотрен процесс колебаний в контуре без потерь. Однако в реальных контурах всегда происходят необратимые потери энергии на нагрев проводов и диэлектрика, на излучение, что приводит к постепенному уменьшению амплитуды электрических колебаний, или, как говорят, к их затуханию (рис. 2-18). При расчете контура полагают, что он имеет активное сопротивление потерь $r_к$, потребляющее то же количество энергии, которое расходуется в контуре на все виды потерь.

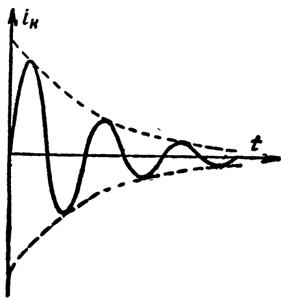


Рис. 2-18. Затухающие колебания в реальном контуре.

Колебания в контуре затухают тем быстрее, чем бо́льшая доля первоначально запасенной в контуре энергии теряется за период колебаний, т. е. чем больше его сопротивление потерь по сравнению с его волновым сопротивлением. Отношение волнового сопротивления контура к сопротивлению потерь в контуре называется добротностью контура Q:

$$Q = \frac{\rho}{r_к} = \frac{\omega_0 L}{r_к} = \frac{1}{\omega_0 C r_к}. \qquad (2\text{-}32)$$

Чем больше добротность, тем медленнее затухают свободные колебания в контурах с одинаковой частотой собственных колебаний. Используемые в радиотехнике контуры имеют добротность, лежащую обычно в пределах от 50 до 300.

2-4. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

Если последовательно в контур, состоящий из катушки и конденсатора, включить источник переменного тока (рис. 2-19,*а*), то в контуре потечет переменный ток с частотой источника, которая в общем случае не совпадает с частотой собственных колебаний контура. При этом в контуре будут происходить не свободные, а вынужденные колеба-

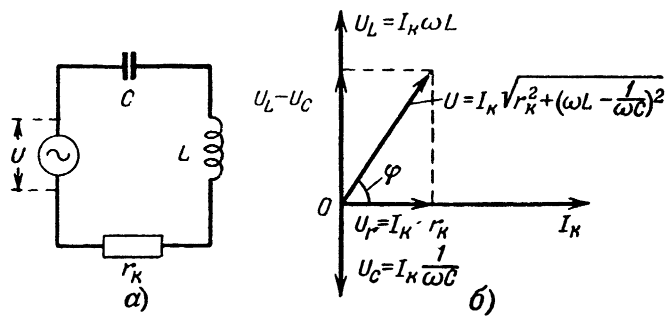


Рис. 2-19. Схема последовательного контура (*а*) и векторная диаграмма токов и напряжений при вынужденных колебаниях в нем (*б*).

ния. На рис. 2-19,*б* построена векторная диаграмма, характеризующая режим вынужденных колебаний в контуре. Напряжение U_r на активном сопротивлении контура совпадает по фазе с током $I_к$ (рис. 2-19,*б*) и равно:

$$U_r=I_к r_к.$$

Вектор напряжения на индуктивности опережает вектор тока на 90° и равен:

$$U_L=I_к X_L=I_к\omega L.$$

Вектор напряжения на емкости, наоборот, отстает от тока на 90° и равен:

$$U_C=I_к\frac{1}{\omega C}.$$

Таким образом, напряжения на емкости и на индуктивности оказываются сдвинутыми друг относительно друга на 180° или, как говорят, они находятся в противофазе. Поэтому их действия в той или иной степени взаимно компенсируют друг друга. На векторной диаграмме это изображается про-

тивоположным направлением векторов напряжений U_L и U_C. Вектор, характеризующий их результирующее действие, имеет направление большего из этих векторов и величину, равную разности их величин. Направления векторов направо и вверх условно считаются положительными, а налево и вниз — отрицательными. Поэтому напряжение на катушке считается положительным, а напряжение на конденсаторе — отрицательным:

$$U_L - U_C = I_к \omega L_к - I_к \frac{1}{\omega C} = I_к \left(\omega L_к - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Для того, чтобы определить полное напряжение на контуре U, к напряжению $U_L - U_C$ нужно прибавить напряжение на активном сопротивлении U_r. Поскольку они сдвинуты по фазе друг относительно друга на 90°, то

$$U = \sqrt{U_r^2 + (U_L - U_C)^2} = I_к \sqrt{r_к^2 + \left(\omega L_к - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Из этого выражения следует, что модуль полного сопротивления контура

$$z_к = \frac{U}{I_к} = \sqrt{r_к^2 + \left(\omega L_к - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \qquad (2\text{-}33)$$

Из векторной диаграммы видно, что угол φ является углом сдвига фазы тока в контуре относительно напряжения на нем:

$$\operatorname{tg} \varphi_к = \frac{U_L - U_C}{U_r} = \frac{X_к}{r_к}, \qquad (2\text{-}34)$$

где

$$X_к = \omega L_к - \frac{1}{\omega C}. \qquad (2\text{-}35)$$

Угол φ тем больше, чем больше реактивная составляющая полного сопротивления контура $X_к$ и чем меньше активная составляющая $r_к$.

Эти выражения показывают, что сопротивление катушки индуктивности X_L, сопротивление конденсатора X_C, а также результирующее реактивное сопротивление контура $X_L - X_C$ и характер последнего изменяются в зависимости от частоты тока (рис. 2-20).

Из графика видно, что при значении частоты, при котором индуктивное и емкостное сопротивления равны друг другу, результирующее реактивное сопротивление контура равно нулю. Это имеет место, когда

$$\omega L_{\text{к}} = \frac{1}{\omega C},$$

т. е. когда частота источника переменного тока

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{к}} C}}.$$

и, следовательно, равна частоте собственных колебаний контура, определяемой выражением (2-29). При этом реактивные сопротивления индуктивности и емкости контура, так же как и при свободных колебаниях, равны волновому сопротивлению контура ρ.

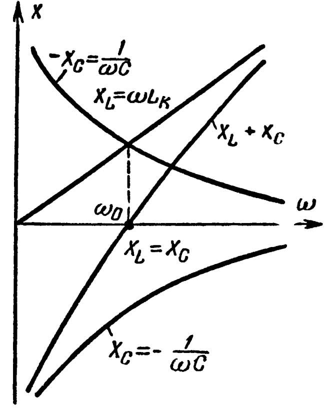


Рис. 2-20. График зависимостей реактивных сопротивлений катушки, конденсатора и результирующего сопротивления контура от частоты.

В этом случае контур имеет чисто активное сопротивление, равное сопротивлению потерь $r_{\text{к}}$. Состояние контура, при котором его сопротивление чисто активное, называется резонансом, а частота, при которой это имеет место, — резонансной частотой контура. Так как сопротивление $r_{\text{к}}$ обычно весьма мало, то ток в контуре при резонансе получается большим:

$$I_{\text{к.рез}} = \frac{U}{r_{\text{к}}}. \qquad (2\text{-}36)$$

Этот ток будет тем больше, чем меньше сопротивление потерь контура.

Увеличение тока в цепи приводит к увеличению напряжения на индуктивности и емкости контура, суммарное же напряжение на них равно нулю:

$$U_{L\,\text{рез}} = -U_{C\,\text{рез}} = I_{\text{к.рез}}\rho = U\frac{\rho}{r_{\text{к}}} = UQ. \qquad (2\text{-}37)$$

Следовательно, добротность контура показывает, во сколько раз напряжение на емкости (индуктивности) при резонансе больше напряжения источника.

Резкое увеличение напряжений на реактивных элементах контура при их взаимной компенсации является важной особенностью резонанса при последовательном включении источника тока в контур. Поэтому это явление часто называют резонансом напряжений.

На частотах ниже резонансной преобладающее значение имеет сопротивление конденсатора, которое увеличивается по мере уменьшения частоты. Поэтому полное сопротивление контура имеет характер сопротивления последовательно соединенных эквивалентной емкости и активного сопротивления, причем эта эквивалентная емкость не равна емкости конденсатора контура. Так как по мере ухода от резонансной частоты разность

$$\omega L_{к} - \frac{1}{\omega C}$$

быстро растет по абсолютной величине, то быстро растет полное сопротивление контура, а ток уменьшается. Угол сдвига фаз тока в контуре и напряжения на контуре возрастает и при достаточно большой разности частоты источника и резонансной частоты контур представляет собой большое практически чисто реактивное сопротивление емкостного характера. Разность между частотой источника тока и резонансной частотой принято называть расстройкой:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0. \tag{2-38}$$

На частотах, более высоких, чем резонансная частота, сопротивление катушки превышает сопротивление конденсатора, и контур представляет собой сопротивление последовательно соединенных эквивалентной индуктивности и активного сопротивления, причем эта эквивалентная индуктивность не равна индуктивности катушки контура.

С увеличением расстройки при повышении частоты полное сопротивление контура быстро возрастает, а ток в контуре уменьшается; угол сдвига фаз тока и напряжения растет, и при достаточно больших расстройках контур представляет собой сопротивление практически чисто индуктивного характера.

При неизменной амплитуде напряжения U отношение тока в контуре при расстройке к току при резонансе обратно пропорционально отношению его полного сопротивления при расстройке к сопротивлению при резонансе:

$$\frac{I_{к}}{I_{к.рез}} = \frac{z_{рез}}{z} = \frac{r_{к}}{\sqrt{r_{к}^2 + \left(\omega L_{к} - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \tag{2-39}$$

Преобразуем выражение, стоящее под корнем:

$$\omega L_{к} - \frac{1}{\omega C} = \omega L_{к}\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_{к} C}\right).$$

Учитывая, что

$$L_{к} C = \frac{1}{\omega_0^2},$$

получим:

$$\omega L_{к} - \frac{1}{\omega C} = \omega L_{к} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} = \omega L_{к} \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{\omega^2}.$$

При частотах, близких к резонансной, когда можно считать $\omega \approx \omega_0$ и $\omega_0 + \omega \approx 2\omega_0$, используя формулу (2-38), получим:

$$\omega L_{к} - \frac{1}{\omega C} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \omega_0 L_{к}. \qquad (2\text{-}40)$$

Подставляя это выражение в формулу (2-39) и деля числитель и знаменатель на $r_{к}$, получим:

$$\frac{I_{к}}{I_{к\,рез}} = \frac{z_{рез}}{z} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 L_{к}}{r_{к}}\right)^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}.$$

Учитывая, что $\frac{\omega_0 L}{r_{к}} = Q$, это выражение можно переписать в виде:

$$\frac{I_{к}}{I_{к.рез}} = \frac{z_{рез}}{z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}. \qquad (2\text{-}41)$$

Уравнение (2-41) называют уравнением резонансной характеристики (кривой) контура. Оно показывает, что при одной и той же расстройке относительное уменьшение тока в контуре тем больше, чем выше добротность контура. Вид резонансных характеристик (рис. 2-21) показывает, что в контуре протекает более или менее большой ток только при частоте источника, близкой к частоте собственных колебаний контура.

Контур принято характеризовать так называемой «полосой пропускания», т. е. полосой частот, в пределах которой ток уменьшается не более чем в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с током при резонансной частоте.

Максимальная расстройка в пределах полосы пропускания определяется из уравнения (2-41):

$$\frac{I_к}{I_{к.рез}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(2\frac{\Delta\omega_{макс}}{\omega_0}\right)^2}}.$$

Откуда отношение максимальной расстройки в пределах полосы пропускания к резонансной частоте контура

$$\frac{\Delta\omega_{макс}}{\omega_0} = \frac{1}{2Q}.$$

Поскольку резонансная кривая симметрична, то полоса пропускания контура

$$2\Delta\omega_{макс} = \frac{\omega_0}{Q}. \qquad (2\text{-}42)$$

Таким образом, полоса пропускания контура тем у́же, чем выше добротность контура.

Добротность контура определяется в основном качеством катушки индуктивности, в которой происходят почти все потери. Ширина полосы пропускания $2\Delta\omega_{макс}$ составляет 0,3—2% от резонансной частоты контура. Свойство контура «пропускать» токи с частотой, близкой к резонансной, и практически не пропускать токи других частот называется избирательностью. Избирательность контура тем больше, чем у́же полоса пропускания, т. е. чем выше добротность контура.

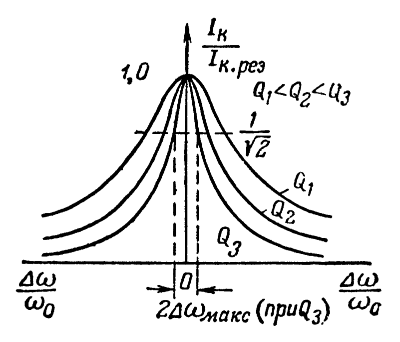


Рис. 2-21. Резонансные характеристики контуров с различной добротностью.

Избирательные свойства контуров широко используются в радиотехнике, например, для выделения из сигналов множества радиостанций, принятых антенной и переданных на вход приемника, сигнала только той станции, на частоту которой настроен приемник.

2-5. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПАРАЛЛЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

В радиотехнических устройствах особенно часто встречаются цепи, в которых элементы колебательного контура — катушка и конденсатор — при подключении к источнику э. д. с. соединяются параллельно (рис. 2-22). Такой контур называется параллельным.

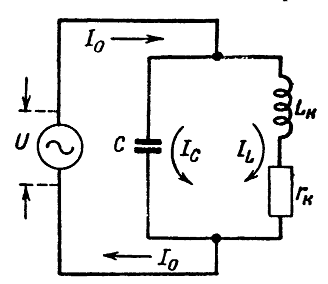


Рис. 2-22. Схема параллельного контура.

При построении векторной диаграммы для параллельного контура по горизонтальной оси откладывается вектор напряжения на контуре U (рис. 2-23). Под действием этого напряжения через конденсатор проходит ток I_C, практически опережающий напряжение на 90° (сопротивление потерь в конденсаторе обычно очень мало и его не учитывают). Этот ток

$$I_C = \frac{U}{X_C} = \frac{U}{\frac{1}{\omega C}} = U\omega C.$$

Ток, проходящий в катушке индуктивности $I_L = I_к$, отстает от напряжения на угол, несколько меньший 90°, вследствие потерь в катушке. Его амплитуда

$$I_L = I_к = \frac{U}{z_к} = \frac{U}{\sqrt{r_к^2 + (\omega L_к)^2}}.$$

Этот ток можно представить как сумму активной составляющей $I_{к\,a}$, совпадающей по фазе с напряжением на контуре, и реактивной составляющей $I_{к\,p}$, отстающей по фазе от напряжения на 90°. Ток I_C, проходящий через конденсатор, и реактивная составляющая тока $I_{к\,p}$ имеют противоположные направления. Например, если в данный момент времени ток в емкостной ветви контура проходит сверху вниз, то в индуктивной ветви он идет снизу вверх. Поэтому реактивная составляющая общего тока в цепи источника, равная сумме токов в ветвях контура, равна разности их абсолютных значений:

$$I_{о\,p} = |I_C| - |I_{к\,p}|.$$

Кроме нее, в цепи источника проходит активная составляющая тока $I_{oa} = I_{кa}$, которая пополняет потери энергии в контуре.

Ток, проходящий через конденсатор, увеличивается пропорционально частоте (рис. 2-24):

$$I_C = \frac{U}{X_C} = U\omega C.$$

Если пренебречь сопротивлением потерь катушки по сравнению с ее реактивным сопротивлением, которое в де-

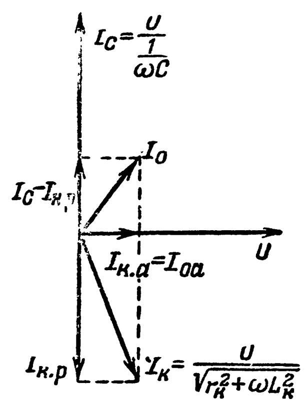


Рис. 2-23. Векторная диаграмма токов и напряжений параллельного контура.

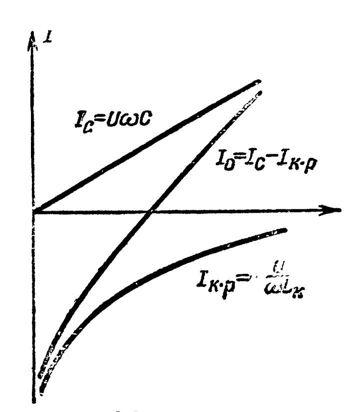


Рис. 2-24. График зависимостей реактивных токов в ветвях контура и цепи источника от частоты.

сятки и сотни раз больше сопротивления потерь, то ток $I_{кр}$ в катушке индуктивности изменяется обратно пропорционально частоте

$$I_{кp} = \frac{U}{X_L} = \frac{U}{\omega L_к}.$$

Пользуясь кривыми для токов I_C и $I_{кp}$, легко получить график изменения реактивной составляющей общего тока I_{op} в цепи источника. На частоте, при которой

$$\frac{U}{\omega L_к} = U\omega C, \qquad (2\text{-}43)$$

токи I_C и $I_{кp}$ равны.

Так как эти токи имеют противоположные направления, то в контуре проходит кольцевой переменный ток, а в подводящей цепи ток равен нулю. Следовательно, идеальный контур в этом случае представляет собой бесконечно большое сопротивление, включенное в цепь источника тока. Описанные выше явления в параллельном контуре называют резонансом токов.

В реальном контуре с потерями полной компенсации токов в параллельных ветвях не происходит. Если учитывать сопротивление потерь катушки, то в цепи источника проходит активная составляющая тока в катушке $I_{\text{к}a}$ и следовательно, контур для тока, проходящего в цепи источника, имеет большое чисто активное сопротивление. Из формулы (2-43) следует, что резонансная частота

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{к}}C}}.$$

На более низких частотах ток в индуктивной ветви контура больше тока в емкостной ветви (рис. 2-24), и в подводящей цепи суммарный ток $I_{\text{к}\,p} - I_C$ имеет индуктивный характер. На частотах выше резонансной преобладает ток емкостной ветви.

Следует обратить внимание на то, что зависимость характера реактивного сопротивления параллельного контура от знака расстройки противоположна зависимости, получаемой при последовательном включении тех же элементов.

Ток в индуктивной ветви

$$I_{\text{к}} = \frac{U}{\sqrt{r_{\text{к}}^2 + (\omega L_{\text{к}})^2}}. \tag{2-44}$$

Активная составляющая этого тока, проходящая при резонансе в цепи источника,

$$I_{\text{к}\,a} = I_{\text{к}} \cos\varphi, \tag{2-45}$$

где

$$\cos\varphi = \frac{r_{\text{к}}}{\sqrt{r_{\text{к}}^2 + (\omega_0 L_{\text{к}})^2}}. \tag{2-46}$$

Следовательно,

$$I_{0\,\text{рез}} = I_{\text{к}\,a} = \frac{U r_{\text{к}}}{r_{\text{к}}^2 + (\omega_0 L_{\text{к}})^2}. \tag{2-47}$$

Откуда сопротивление параллельного контура при резонансе (его принято называть эквивалентным)

$$R_э = \frac{U}{I_{о\,рез}} = \frac{r_к^2 + (\omega_0 L_к)^2}{r_к}. \qquad (2\text{-}48)$$

Поскольку практически можно пренебречь величиной $r_к^2$ в числителе по сравнению с $\omega_0^2 L_к^2$, получим:

$$R_э = \frac{(\omega_0 L_к)^2}{r_к}. \qquad (2\text{-}49)$$

Учитывая равенства (2-27) и (2-32), это выражение можно представить в виде:

$$R_э = \frac{\rho^2}{r_к} = Q\rho. \qquad (2\text{-}50)$$

Так как контуры, используемые в радиотехнических устройствах, обычно имеют добротность от нескольких десятков до нескольких сотен, и волновое сопротивление от нескольких десятков до нескольких сотен ом, то их эквивалентное сопротивление при резонансе обычно лежит в пределах от нескольких тысяч до сотен тысяч ом.

Представляет интерес соотношение между током в контуре и током в цепи источника:

ток в контуре

$$I_к \approx I_C = U\omega C = \frac{U}{\rho}, \qquad (2\text{-}51)$$

ток в цепи источника

$$I_{о\,рез} = \frac{U}{R_э} = \frac{U}{\rho Q}, \qquad (2\text{-}52)$$

и их отношение

$$\frac{I_к}{I_{о\,рез}} = Q. \qquad (2\text{-}53)$$

Таким образом, добротность контура показывает, во сколько раз ток в параллельном контуре при резонансе превышает ток в цепи источника.

Для облегчения изучения схем в радиотехнике широко используют при расчете замену последовательного соединения сопротивлений параллельным соединением эквивалентных сопротивлений (рис. 2-25), и наоборот.

Общая проводимость при параллельном соединении активного и реактивного сопротивлений:

$$y = \sqrt{g^2 + b^2}, \tag{2-54}$$

где $g = \frac{1}{R_э}$ — проводимость активного сопротивления;

$b = \frac{1}{X_э}$ — проводимость реактивного сопротивления.

Чтобы замена была эквивалентна, общее сопротивление z параллельного соединения сопротивлений должно

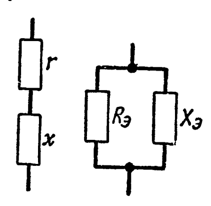


Рис. 2-25. Последовательное соединение сопротивлений и параллельное соединение эквивалентных сопротивлений.

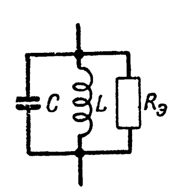


Рис. 2-26. Эквивалентная схема параллельного контура.

быть равно общему сопротивлению последовательного соединения сопротивлений. При этом должны быть также равны фазовые углы общих сопротивлений. Поэтому

$$\cos\varphi = \frac{r}{z} = \frac{g}{y}, \tag{2-55}$$

откуда

$$g = r\frac{y}{z} = \frac{r}{z^2}$$

и следовательно,

$$R_э = \frac{1}{g} = \frac{z^2}{r}.$$

Аналогично из условия

$$\sin\varphi = \frac{x}{z} = \frac{b}{y} \tag{2-56}$$

получаем:

$$b = x\frac{y}{z} = \frac{y}{z^2}$$

и, следовательно,

$$X_э = \frac{1}{b} = \frac{z^2}{x},$$

Как правило, активные сопротивления катушек в десятки и сотни раз меньше их реактивного сопротивления. Поэтому при замене последовательного соединения реактивного сопротивления катушки и ее активного сопротивления параллельным соединением эквивалентных сопротивлений можно считать, что

$$z = \sqrt{r_к^2 + (\omega L_к)^2} \approx \omega L_к. \tag{2-57}$$

В этом случае

$$\left.\begin{aligned} R_э &= \frac{(\omega L_к)^2}{r_к}, \\ X_э &= \omega L_к. \end{aligned}\right\} \tag{2-58}$$

Из выражений (2-58) следует, что при такой замене катушки индуктивность, образующая эквивалентное реактивное сопротивление $X_э$, с достаточной степенью точности равна индуктивности катушки. Поэтому реальный контур может быть заменен идеальным контуром с теми же индуктивностью и емкостью, параллельно которым включено эквивалентное активное сопротивление $R_э$ (рис. 2-26).

Проводимость такого контура

$$y = \sqrt{\left(\frac{1}{R_э}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L_к}\right)^2}, \tag{2-59}$$

а его сопротивление

$$z = \frac{1}{y} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_э}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L_к}\right)^2}}. \tag{2-60}$$

При резонансе

$$z_{рез} = R_э = \frac{(\omega L_к)^2}{r_к} = \frac{\rho^2}{r_к} = Q\rho, \tag{2-61}$$

что совпадает с выражением (2-50).

Из сравнения графиков изменения сопротивлений последовательного и параллельного контуров в зависимости от расстройки (рис. 2-27) видно, что при резонансе сопротивление последовательного контура мало, а сопротивление параллельного контура велико.

На рис. 2-27 приведен также график зависимости фазового угла контура (т. е. угла сдвига фаз между током и на-

пряжением в подводящей цепи) от расстройки контура, рассчитанный по формуле (2-46).

При неизменной величине напряжения источника отношение общего тока в цепи источника при расстройке па-

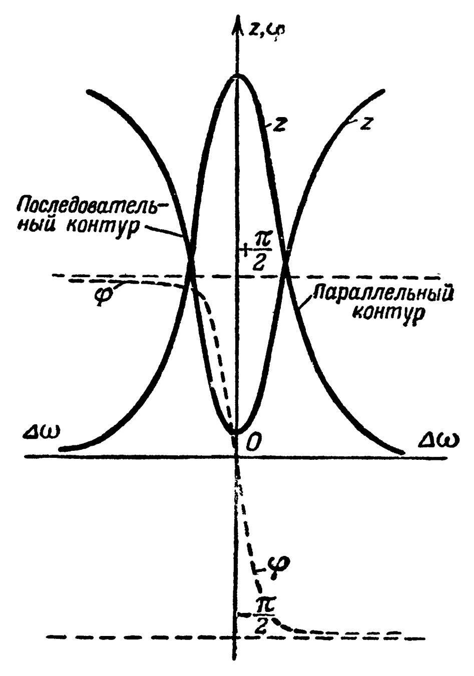


Рис. 2-27. Графики зависимостей эквивалентных сопротивлений параллельного и последовательного контуров и угла сдвига фазы для параллельного контура от расстройки.

раллельного контура к току в той же цепи при резонансе будет обратно пропорционально отношению его полного сопротивления при расстройке к сопротивлению при резонансе:

$$\frac{I_0}{I_{0\,рез}} = \frac{z_{рез}}{z} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{R_э}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L_к}\right)^2}}{1/R_э} =$$

$$= \sqrt{1 + R_э^2\left(\omega C - \frac{1}{\omega L_к}\right)^2}. \qquad (2\text{-}62)$$

Аналогично (2-40) можно написать:

$$\omega C - \frac{1}{\omega L_к} \approx \omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}.$$

Подставляя это выражение в формулу (2-62) и учитывая формулу (2-37), получим:

$$\frac{I_0}{I_{0\,рез}} = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}. \tag{2-63}$$

Параллельный контур характеризуют полосой пропускания, в пределах которой общий ток в цепи источника увеличивается не более чем в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с током при резонансной частоте.

Максимальная расстройка в пределах полосы пропускания определяется из формулы (2-63):

$$\sqrt{2} = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{2\Delta\omega_{макс}}{\omega_0}\right)^2}.$$

Откуда полоса пропускания контура

$$2\Delta\omega_{макс} = \frac{\omega_0}{Q}. \tag{2-64}$$

Из формул (2-64) и (2-42) видно, что ширина полосы пропускания у параллельного и последовательного контуров, составленных из одних и тех же элементов, одинакова.

В заключение следует отметить, что в том случае, когда параллельно колебательному контуру включено некоторое активное сопротивление, часть тока из контура ответвляется в это сопротивление, где теряется энергия.

В соответствии с формулой (2-49) включение параллельно контуру сопротивления R эквивалентно включению в цепь катушки контура сопротивления $r = \frac{(\omega L_к)^2}{R}$. Следовательно, при этом в контур вносятся дополнительные потери, что приводит к снижению добротности и сопротивления параллельного контура при резонансе, а также к расширению полосы пропускания.

2-6. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

В современных радиотехнических устройствах приходится встречаться с процессами очень малой длительности порядка миллионных долей секунды и меньше. Несмотря на их кратковременность, они играют важную роль и ча-

сто определяют те или иные свойства и работоспособность всей радиоаппаратуры в целом.

Рассмотрим процесс затухания колебаний в контуре при выключении источника с частотой, равной резонансной частоте контура. Затухание колебаний происходит во всяком реальном контуре вследствие наличия в нем активных потерь.

Пока источник включен, в контуре происходят незатухающие колебания (рис. 2-28). После выключения источника в момент времени t_1 колебания в контуре затухают тем быстрее, чем бо́льшая доля запасенной в его реактивных элементах энергии теряется за период колебания, т. е. чем меньше добротность контура.

Если потери энергии столь велики, что за половину периода колебаний в контуре в нем теряется почти вся запасенная энергия, то колебаний в схеме после выключения источника не происходит, а в цепи проходит всего один импульс тока (рис. 2-28,*а*).

Если же потери в контуре меньше, то в цепи после выключения источника некоторое время продолжаются колебания с постепенно уменьшающейся амплитудой, которая уменьшается тем быстрее, чем меньше добротность контура (рис. 2-28,*б* и *в*).

Длительность процесса затухания может быть оценена величиной

$$\tau = \frac{2L}{r}, \qquad (2\text{-}65)$$

которая имеет размерность времени и называется постоянной времени контура.

После выключения источника по истечении времени $t=\tau$ амплитуда колебаний уменьшается в 2,7 раза, при $t=2\tau$ — в $2{,}7^2=7{,}3$ раза, а при $t=3\tau$ — в $2{,}7^3\approx 20$ раз. В последнем случае практически можно считать процесс закончившимся, т. е. колебания затухшими.

Так как $Q=\omega_0 L/r$, то $L/r=Q/\omega_0$. Подставляя это отношение в выражение для постоянной времени (2-65), получим:

$$\tau = \frac{2Q}{\omega_0} = \frac{Q}{\pi f_0}. \qquad (2\text{-}66)$$

Иными словами, длительность переходного процесса $t_{уст}$ будет тем больше, чем больше добротность контура. Практически можно полагать:

$$t_{уст} = 3\tau = \frac{3Q}{\pi f_0} \approx \frac{Q}{f_0}. \qquad (2\text{-}67)$$

Поскольку добротность контура связана с его полосой пропускания соотношением

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega_{\text{макс}}} = \frac{f_0}{2\Delta f_{\text{макс}}},$$

то

$$t_{\text{уст}} = \frac{3}{\pi 2\Delta f_{\text{макс}}} \approx \frac{1}{2\Delta f_{\text{макс}}}, \qquad (2\text{-}68)$$

т. е. длительность процесса спадания амплитуды колебаний в контуре тем меньше, чем шире его полоса пропускания.

При включении источника с частотой, равной резонансной частоте контура, колебания в контуре будут нарастать постепенно (рис. 2-29). Постоянная времени нарастания колебаний в контуре равна постоянной времени их затухания.

Все сказанное выше позволяет понять процессы, про-

Рис. 2-28. Графики колебательных процессов в контурах при выключении источника.

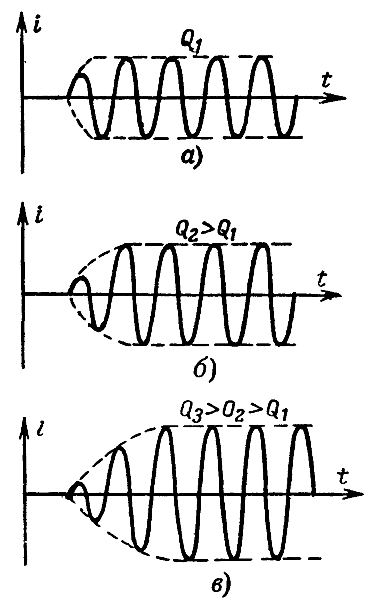


Рис. 2-29. Графики колебательных процессов в контурах при включении источника.

исходящие в колебательном контуре при воздействии на него импульса высокочастотного напряжения (рис. 2-30,*а*).

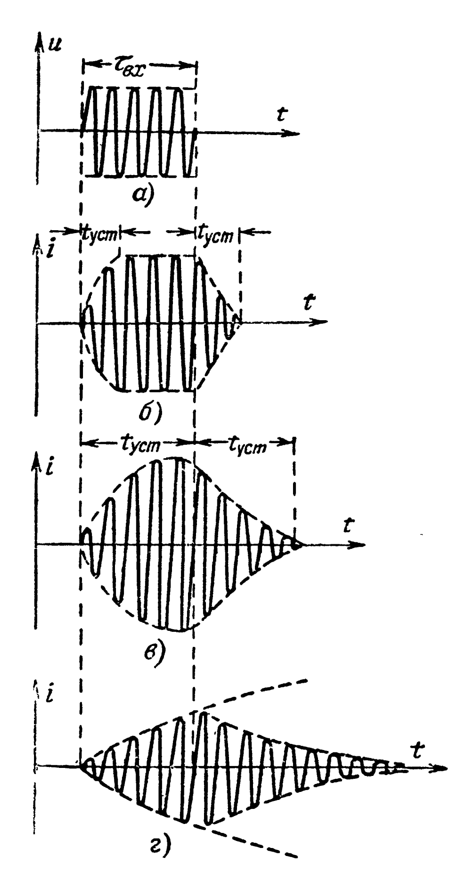


Рис. 2-30. Графики колебательных процессов в контуре при воздействии на него импульса высокочастотного напряжения.

Благодаря постепенному нарастанию и спаданию амплитуды напряжения в контуре форма высокочастотного импульса в контуре искажается. Эти искажения будут малы, если длительность импульса много больше длительности переходных процессов (рис. 2-30,*б*). Наоборот, если их длительности одного порядка, то искажения становятся значительными (рис. 2-30,*в*). Наконец, если длительность переходных процессов больше длительности импульсов, то процесс нарастания амплитуды колебаний, не успев закончиться к моменту окончания высокочастотного импульса, сменяется процессом затухания (рис. 2-30,*г*). Длительность искаженного импульса оказывается значительно больше длительности высокочастотного импульса. При этом амплитуда импульса в контуре не успевает достичь максимального возможного значения. Следовательно, для получения возможно меньших искажений формы импульса нужно использовать контур с возможно меньшим $t_{уст}$, т. е. контур с достаточно широкой полосой пропускания и малой добротностью. Однако при этом следует помнить, что уменьшение добротности контура приводит к уменьшению сопротивления параллельного контура при резонан-

се, что также невыгодно. Поэтому обычно выбирают добротность контура близкой к такой величине, при которой амплитуда колебаний за время импульса успевает нарасти до своего максимального значения.

На основании выражений (2-66)—(2-68) добротность контура при этом

$$Q \leqslant 3\tau f_0,$$

а полоса пропускания

$$2\Delta f_{\text{макс}} \geqslant \frac{1}{3\tau}.$$

Эти условия часто приводят к необходимости применять контуры с очень большой полосой пропускания. Например, в радиолокационных устройствах используются импульсы длительностью порядка одной микросекунды ($\tau = 1 \cdot 10^{-6}$ *сек*), поэтому для удовлетворительного воспроизведения такого импульса контуры приемного устройства должны обладать полосой пропускания не менее

$$2\Delta f_{\text{макс}} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-6}} \approx 0{,}3 \text{ } \textit{Мгц}.$$

2-7. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ, СОДЕРЖАЩИЕ В ОДНОЙ ИЗ ВЕТВЕЙ РЕАКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РАЗНОГО ХАРАКТЕРА

Выше были рассмотрены параллельные контуры, содержащие в одной ветви конденсатор, а в другой — катушку индуктивности. Такие контуры называются контурами первого вида.

В радиотехнике часто применяются параллельные контуры, в ветвях которых последовательно включены катушки и конденсаторы. Контур, в обеих ветвях которого включены катушки индуктивности L_1 и L_2 (рис. 2-31), называется контуром второго вида. Он может быть образован из контура первого вида, если верхний ввод переставить из точки *б* в точку *а*.

Контур, в обеих ветвях которого включены конденсаторы (рис. 2-32), называется контуром третьего вида. Его можно превратить в контур первого вида переключением верхнего ввода из точки *а* в точку *б*. Интересной особенностью этих контуров является то, что в их цепях могут возникать резонансные явления на двух различных частотах.

В случае, когда

$$\omega_1 L_2 = \frac{1}{\omega_1 C}, \tag{2-69}$$

в правой ветви контура второго вида (рис. 2-31) имеет место резонанс напряжений. При этом правая ветвь представляет собой небольшое активное сопротивление и почти весь ток течет по ней. Таким образом, она практически определяет общее эквивалентное сопротивление контура, которое имеет поэтому почти чисто активный характер.

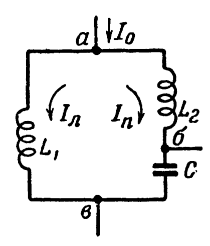


Рис. 2-31. Схема контура с индуктивностью в обеих ветвях (контур второго вида).

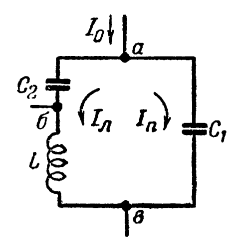


Рис. 2-32. Схема контура с емкостью в обеих ветвях (контур третьего вида).

На более низкой частоте, когда сумма всех реактивных сопротивлений контура равна нулю, т. е.

$$\omega_2 L_1 + \omega_2 L_2 - \frac{1}{\omega_2 C} = 0, \tag{2-70}$$

возникает резонанс токов и контур представляет собой большое чисто активное сопротивление. Так как в этом случае активные сопротивления ветвей малы по сравнению с реактивными, то токи правой и левой ветвей сдвинуты относительно напряжения на контуре на угол, близкий к 90°. Вследствие этого в общей цепи проходит небольшой активный ток.

На частотах, близких к частоте резонанса токов, изменение эквивалентного сопротивления контура соответствует изменению реактивного сопротивления параллельного контура, а на частотах, близких к частоте резонанса напряжений, — изменению реактивного сопротивления последовательного контура. Это можно пояснить при помощи графиков реактивных сопротивлений контура.

На рис. 2-33,*а* изображен график эквивалентного реактивного сопротивления правой ветви контура

$$X_п = X_{L2} - X_C.$$

На рис. 2-33,*б* построен график ее проводимости:

$$b_п = -\frac{1}{X_п}.$$

На рис. 2-33,*в* эта проводимость графически складывается с проводимостью левой ветви контура:

$$b_л = -\frac{1}{X_{L1}}.$$

На рис. 2-33,*г* построен график эквивалентного реактивного сопротивления контура:

$$X_э = -\frac{1}{b_п + b_л}.$$

Определим, в каком соотношении находятся частоты резонансов напряжений и токов. Из выражения (2-69)

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}, \qquad (2\text{-}71)$$

а из выражения (2-70)

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}. \qquad (2\text{-}72)$$

Из двух последних равенств следует:

$$\omega_1 = \omega_2 \sqrt{1 + \frac{L_1}{L_2}}. \qquad (2\text{-}73)$$

Как уже указывалось, контур второго вида может быть образован из контура первого вида подключением одного из вводов к части катушки индуктивности. В этом случае отношение индуктивности, входящей в индуктивную ветвь, к индуктивности всей катушки называют коэффициентом включения контура

$$p = \frac{L_1}{L_1 + L_2}. \qquad (2\text{-}74)$$

Поэтому формула (2-73) может быть записана в виде:

$$\omega_1 = \omega_2 \sqrt{\frac{1}{1 - p}}. \qquad (2\text{-}75)$$

При резонансе токов, когда токи в обеих ветвях контура примерно одинаковы, коэффициент включения показывает отношение напряжения между вводами к напряжению на всей катушке:

$$\frac{U_{ав}}{U_{бв}}=\frac{I_к L_1}{I_к(L_1+L_2)}=p \tag{2-76}$$

Мощность, расходуемая в контуре при резонансе, когда в нем проходит ток $I_к$:

$$P=\frac{1}{2}I_к^2 r_к, \tag{2-77}$$

где $r_к$ — сумма всех сопротивлений потерь в контуре.

Напряжение между точками включения, создаваемое током $I_к$ (без учета сопротивления потерь):

$$U_к=I_к\omega_2 L_1.$$

Мощность, расходуемая в контуре, может быть также подсчитана по формуле

$$P=\frac{1}{2}\cdot\frac{U_к^2}{R_{э2}}=\frac{I_к^2(\omega_2 L_1)^2}{2R_{э2}}, \tag{2-78}$$

где $R_{э2}$ — эквивалентное сопротивление контура второго вида.

Сравнивая выражения (2-77) и (2-78), получим:

$$R_{э2}=\frac{\omega_2^2 L_1^2}{r_к}=p^2\frac{(\omega_2 L)^2}{r_к}, \tag{2-79}$$

где

$$L=L_1+L_2.$$

Сомножитель $(\omega^2 L)^2/r_к$ представляет собой эквивалентное сопротивление контура при использовании его как контура первого вида [см. формулу (2-49)] и, следовательно,

$$R_{э2}=p^2 R_э. \tag{2-80}$$

Этот результат имеет большое практическое значение, если сделать один из вводов в виде щупа с зажимом на конце, то, переставляя его вдоль катушки, можно уменьшить величину эквивалентного сопротивления контура до любой нужной величины. Такой способ изменения сопротивления контура широко используется в радиопередающих устройствах.

Рассмотрим резонансные контуры третьего вида (рис.

2-32). В них также могут быть два резонанса: резонанс напряжений в левой ветви при

$$\omega_1 L = \frac{1}{\omega_1 C_2} \qquad (2\text{-}81)$$

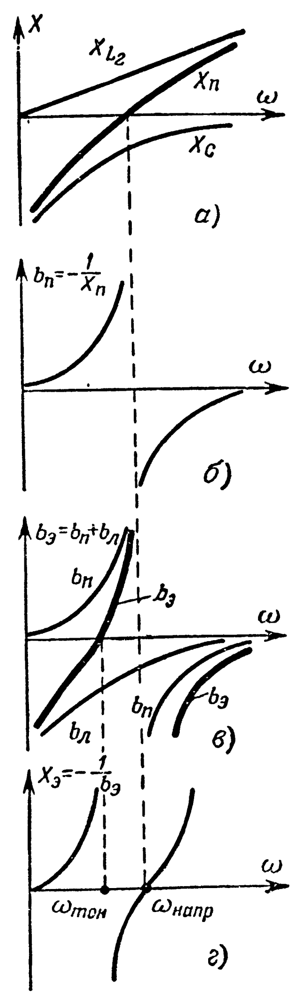


Рис. 2-33. Графики зависимостей реактивных сопротивлений и проводимостей контура второго вида от частоты.

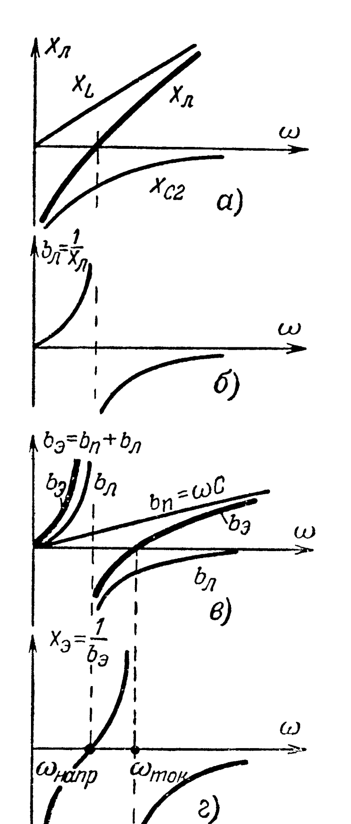


Рис. 2-34. Графики зависимостей реактивных сопротивлений и проводимостей контура третьего вида от частоты.

резонанс токов при равенстве реактивных сопротивлений беих ветвей, т. е. при

$$\frac{1}{\omega_2 C_1} = \omega_2 L - \frac{1}{\omega_2 C_2}. \qquad (2\text{-}82)$$

Найдем соотношение между частотами резонанса токов и резонанса напряжений. Из выражения (2-81)

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}}, \tag{2-83}$$

а из выражения (2-82)

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}. \tag{2-84}$$

Из двух последних зависимостей получаем:

$$\omega_2 = \omega_1 \sqrt{\frac{C_1+C_2}{C_1}}. \tag{2-85}$$

Для контура третьего вида коэффициент включения, определяемый как отношение напряжений при резонансе между точками включения к напряжению на конденсаторах контура:

$$p = \frac{I_к \frac{1}{\omega C_1}}{I_к\left(\frac{1}{\omega C_1}+\frac{1}{\omega C_2}\right)} = \frac{C_2}{C_1+C_2}. \tag{2-86}$$

Следовательно,

$$\omega_2 = \omega_1 \sqrt{\frac{1}{1-p}}. \tag{2-87}$$

Характер изменения эквивалентного реактивного сопротивления контура можно определить по графикам изменения эквивалентных сопротивлений его элементов. На рис. 2-34,*а* построен график суммы реактивных сопротивлений левой ветви

$$X_л = -\frac{1}{\omega C_2} + \omega L.$$

На рис. 2-34,*б* построен график реактивной проводимости левой ветви

$$b_л = -\frac{1}{X_л}.$$

На рис. 2-34,*в* построен график суммы реактивных проводимостей обеих ветвей

$$b_э = b_п + b_л.$$

И, наконец, на рис. 2-34,*г* построен график эквивалентного реактивного сопротивления контура

$$X_э = -\frac{1}{b_э}.$$

Полученные графики так же, как и формула (2-87), показывают, что в отличие от контура второго вида в контурах третьего вида резонанс напряжений происходит на более низкой частоте, чем резонанс токов. Вблизи от резонанса напряжений реактивное сопротивление контура изменяется так же, как у последовательного контура, а вблизи от резонанса токов так же, как у параллельного контура.

Поскольку смысл коэффициента включения в контуре третьего вида остается таким же, как в контуре второго вида, то эквивалентное сопротивление контура при резонансе

$$R_{э3} = p^2 R_э.$$

Однако регулировать эквивалентное сопротивление контура изменением коэффициента включения здесь менее удобно, чем в контуре второго вида, так как это требует изменения емкости C_2 или C_1, что, кроме того, приводит к изменению резонансной частоты контура. Поэтому приходится одновременно производить регулировку, как емкости C_1, так и емкости C_2, поддерживая общую емкость контура постоянной (при уменьшении емкости C_1 емкость C_2 следует увеличивать).

Несмотря на этот недостаток, контуры третьего вида также весьма часто используются в современных радиотехнических устройствах.

ВОПРОСЫ

1. Что такое амплитуда, частота и фаза переменного тока?
2. Как можно в векторной форме изображать синусоидально изменяющиеся величины?
3. Как в векторной форме изображается скорость изменения синусоидально изменяющейся величины?
4. Сформулируйте правила сложения векторов.
5. Что такое реактивное сопротивление?
6. Почему сопротивление проводов изменяется с частотой?
7. Как зависит от частоты сопротивление конденсаторов и катушек индуктивности?
8. Как следует вычислять сопротивление смешанной нагрузки?
9. Как рассчитывается мощность переменного тока?
10. Что такое установившийся и переходный процессы?

11. От чего зависит длительность переходных процессов в цепи, содержащей емкость?

12. Чем определяется запас электрической энергии в конденсаторе?

13. Чем определяется запас магнитной энергии в катушке?

14. От чего зависит длительность переходных процессов в цепи, содержащей индуктивность и емкость?

15. Что такое свободные и вынужденные колебания в контуре?

16. Какие причины вызывают затухания колебаний в контуре?

17. В чем заключаются основные явления при резонансе в последовательном контуре?

18. Что называют резонансной характеристикой контура?

19. Каков физический смысл добротности контура?

20. От чего зависит волновое сопротивление контура?

21. Что такое избирательность контура?

22. Что нужно сделать, чтобы расширить полосу пропускания контура?

23. Чем характеризуется резонанс в параллельном контуре?

24. От чего зависит длительность переходных процессов в контуре?

25. Какую цепь называют контуром второго вида?

26. В чем отличие резонансной характеристики контура второго вида от контура первого вида?

27. В чем отличие резонансной характеристики контура третьего вида от контура первого вида?

28. Как зависит резонансное сопротивление контуров второго и третьего вида от коэффициента включения?

ЗАДАЧИ

1. Частота переменного тока 1 *Мгц*. Ток в цепи достигает максимального значения на 0,1 *мксек* раньше, чем напряжение. Определить угол сдвига фаз между током и напряжением.

2. Определить амплитуду суммы двух напряжений, имеющих амплитуды 100 *в* и 200 *в*, если эти напряжения сдвинуты по фазе на 90°.

3. Рассчитать сопротивление конденсатора емкостью в 1 *мкф* на частоте 100 *гц*.

4. Рассчитать сопротивление катушки индуктивности в 1 *мкгн* на частоте 1 *Мгц*.

5. Определить длительность процесса заряда конденсатора емкостью 100 *мкмкф* (10^{-10} *ф*) через сопротивление 10 000 *ом*, считая что процесс закончился за время $t=3\tau$.

6. Определить длительность переходного процесса в катушке с индуктивностью 10^{-3} *гн* при сопротивлении цепи 50 *ом*.

7. Определить частоту свободных колебаний контура, катушка которого имеет индуктивность 3 *мкгн*, а конденсатор—емкость 12 *мкмкф*.

8. Рассчитать, какие напряжения будут при резонансе на элементах последовательного контура, если напряжение источника 100 *в*, индуктивность катушки 1 *мкгн*, емкость конденсатора 90 *мкмкф*, а сопротивление потерь 1 *ом*. Чему будет равен ток при резонансе?

9. Определить добротность контура, если при расстройке на 2% ток в контуре уменьшился в 4 раза по сравнению с резонансным значением.

10. Определить волновое сопротивление контура, емкость конденсатора которого 100 *мкмкф*, а резонансная частота 1 *Мгц*.

11. Найти эквивалентное сопротивление параллельного контура, имеющего катушку с индуктивностью 2 *мкгн* и сопротивлением потерь 2 *ом* при собственной частоте 10 *Мгц*. Какой ток будет проходить при

резонансе в цепи источника, имеющего напряжение 300 *в*? Какой ток будет проходить при этом в контуре?

12. Определить эквивалентное сопротивление контура третьего вида на частоте резонанса токов 30 *Мгц*, если $C_1=5$ *мкмкф*; $C_2=$ $=10$ *мкмкф*. Сопротивление потерь 0,5 *ом*. Найти частоту резонанса напряжений для ветви с индуктивностью.

Глава третья

СВЯЗАННЫЕ КОНТУРЫ

3-1. КОЛЕБАНИЯ В СИСТЕМЕ ИЗ ДВУХ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

В радиоаппаратуре колебательный контур обычно связан с другими цепями, в которые передается часть энергии, поступающей в контур от внешнего источника. Часто цепь, связанная с контуром, является также колебательным контуром.

Контур, колебания в котором возбуждаются внешним источником, в дальнейшем будем называть первичным, а тот, в который передается часть энергии из первичного контура, — вторичным.

Контуры могут быть связаны между собой различным образом. Например, если катушки контуров расположить близко друг от друга (рис. 3-1), то часть переменного магнитного потока, создаваемого током в катушке первичного контура, будет пронизывать витки катушки вторичного контура и наводить в ней переменную э. д. с., величину которой можно определить по закону электромагнитной индукции:

$$e_{1,2} = -w_2 \frac{\Delta\Phi_{св}}{\Delta t}, \qquad (3\text{-}1)$$

где $\Phi_{св}$ — поток связи, т. е. общий магнитный поток (мгновенное значение), проходящий через обе катушки;
w_2 — число витков в катушке вторичного контура.

Общий магнитный поток, связывающий катушки, пропорционален величине тока в катушке первичного контура. Если ток изменяется по синусоидальному закону, то

$$w_2\Phi_{св} = MI_1 \sin \omega t,$$

где M — коэффициент пропорциональности, называемый коэффициентом взаимной индукции.

Наведенная в катушке вторичного контура э. д. с. пропорциональна скорости изменения потока

$$e_{1,2} = -M\omega I_1 \sin(\omega t + 90^\circ).$$

Амплитуда наведенной э. д. с.

$$E_{1,2} = \omega M I_1. \qquad (3\text{-}2)$$

Величина ωM имеет размерность сопротивления и называется сопротивлением связи:

$$\omega M = X_{св}. \qquad (3\text{-}3)$$

С увеличением коэффициента взаимной индукции и, следовательно, сопротивления связи, э. д. с., наводимая во втором контуре, возрастает.

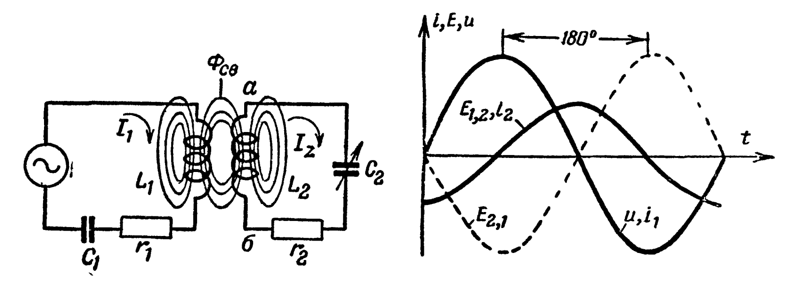


Рис. 3-1. Контуры, связанные общим магнитным потоком.

Рис. 3-2. Токи и э. д. с. в связанных контурах.

Под действием наведенной э. д. с. во вторичном контуре проходит ток I_2. Этот ток, проходя по катушке L_2, создает переменный магнитный поток, часть которого пронизывает витки катушки первичного контура и наводит в ней, в свою очередь, некоторую э. д. с. Если во вторичном контуре ток сдвинут по фазе относительно наведенной э. д. с. на угол φ:

$$i_2 = I_2 \sin(\omega t + 90^\circ + \varphi),$$

то э. д. с., наведенная в первичном контуре,

$$e_{2,1} = -\omega M I_2 \sin(\omega t + 180^\circ + \varphi).$$

На рис. 3-2 изображены графики токов, напряжений и э. д. с. в связанных контурах, построенные для случая, когда оба контура настроены в резонанс на частоту ω и $\varphi = 0$.

Из графиков видно, что в результате воздействия вторичного контура на первичный в последнем наводится э. д. с. $e_{2,1}$, направленная навстречу напряжению внешнего источника u, создающего ток в первичном контуре. Это приводит к уменьшению тока в первичном контуре.

Эффект получается такой, как будто в результате связи в первичном контуре увеличилось активное сопротивление. Это объясняется тем, что энергия, подводимая от внешнего источника к первичному контуру, расходуется не только в нем, но частично передается во вторичный контур. Потребление вторичным контуром энергии из первичного эквивалентно включению в первичный контур активного сопротивления, потребляющего то же самое количество энергии, которое потребляет вторичный контур. Поэтому говорят, что в результате связи вторичный контур «вносит» в первичный некоторое сопротивление. Это приводит к уменьшению добротности и резонансного сопротивления контура.

Определим величину вносимого сопротивления. Ток во вторичном контуре

$$I_2 = \frac{E_{1,2}}{Z_2} = \frac{I_1 \omega M}{r_2}, \qquad (3\text{-}4)$$

где Z_2 — полное сопротивление вторичного контура, равное при резонансе его активному сопротивлению r_2.

Мощность, потребляемая вторичным контуром из первичного,

$$P_2 = \frac{1}{2} I_2^2 r_2 = \frac{1}{2} I_1^2 \frac{\omega^2 M^2}{r_2}. \qquad (3\text{-}5)$$

Эта мощность как бы расходуется во внесенном в первичный контур сопротивлении Δr:

$$P_2 = \frac{1}{2} I_1^2 \Delta r = \frac{1}{2} I_1^2 \frac{\omega^2 M^2}{r_2} \qquad (3\text{-}6)$$

и, следовательно, вносимое сопротивление

$$\Delta r = \frac{\omega^2 M^2}{r_2} = \frac{X_{\text{св}}^2}{r_2}. \qquad (3\text{-}7)$$

Вся мощность, расходуемая внешним источником в первичном контуре:

$$P_1 = \frac{1}{2} I_1^2 (r_1 + \Delta r). \qquad (3\text{-}8)$$

Считая мощность, передаваемую во вторичный контур, полезной, вводят понятие о к. п. д. первичного контура, который показывает, какая часть всей мощности, подводимой к нему, передается во вторичный контур. Согласно формулам (3-6) и (3-8)

$$\eta_{к} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\Delta r}{r_1 + \Delta r} = \frac{1}{1 + \frac{r_1}{\Delta r}}. \tag{3-9}$$

Это выражение показывает, что к. п. д. первичного контура тем больше, чем больше отношение вносимого сопротивления к собственному активному сопротивлению первичного контура. Однако это вовсе не означает, что с увеличением связи и вносимого сопротивления абсолютное значение мощности, передаваемой во вторичный контур, непрерывно возрастает. При неизменном напряжении источника ток в первичном контуре уменьшается с увеличением вносимого сопротивления (рис. 3-3).

$$I_1 = \frac{U}{r_1 + \Delta r} = \frac{U}{r_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta r}{r_1}}. \tag{3-10}$$

Мощность, теряемая на вносимом сопротивлении (передаваемая во вторичный контур):

$$P_2 = \frac{1}{2} I_1^2 \Delta r = \frac{1}{2} \left(\frac{U}{r_1}\right)^2 \frac{1}{(1 + \Delta r/r_1)^2} \Delta r. \tag{3-11}$$

Мощность P_2, представляющая собой произведение двух величин, одна из которых непрерывно уменьшается, а другая возрастает, имеет максимум (рис. 3-3) при

$$\frac{\Delta r}{r_1} = 1.$$

При этом мощность, передаваемая во вторичный контур:

$$P_{2\,макс} = \frac{P_1}{2} = \frac{1}{8} \cdot \frac{U^2}{r_1}, \tag{3-12}$$

а к. п. д. первичного контура

$$\eta_{к.опт} = \frac{1}{2}.$$

В связанных контурах, имеющих одну и ту же частоту собственных колебаний, при некоторых условиях может

возникнуть резонанс не только на частоте собственных колебаний контуров, но и еще на двух других частотах.

Действительно, при некоторой частоте, несколько меньшей частоты собственных колебаний контуров, их сопротивления имеют емкостный характер. Наведенная во вторичном контуре э. д. с. $E_{1,2}$ отстает на 90° относительно тока в первичном контуре I_1 (рис. 3-4), так как сопротивление вторичного контура имеет емкостный характер, то ток в нем I_2 опережает э. д. с. $E_{1,2}$ на угол φ.

Электродвижущая сила $E_{2,1}$, наводимая в первичном контуре из вторичного, отстает относительно тока во вторичном контуре I_2 на 90°. Эту э. д. с. можно разложить на две составляющие, одна из которых $E_{2,1a}$ имеет направление, противоположное вектору тока в первом контуре, а вторая $E_{2,1p}$ отстает от него на 90°.

Таким образом, первая составляющая стремится уменьшить ток в первом контуре, что по своему эффекту равносильно увеличению активного сопротивления контура, а вторая увеличивает э. д. с. катушки, что равносильно увеличению ее индуктивности.

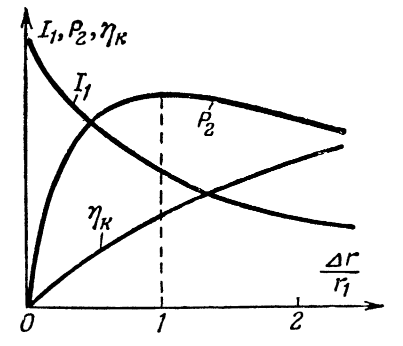


Рис. 3-3. Зависимость тока в первичном контуре, мощности, передаваемой во вторичный контур, и к. п. д. первичного контура от величины вносимого сопротивления.

Поэтому говорят, что при емкостном сопротивлении вторичного контура в первичный контур вносятся активное и индуктивное сопротивления. Естественно, что они будут тем больше, чем больше связь между контурами.

Если связь достаточно велика, то при некоторой расстройке контуров относительно частоты источника вносимое индуктивное сопротивление скомпенсирует собственное емкостное сопротивление контура. Так как при этом контур представляет для источника небольшое чисто активное сопротивление, то, следовательно, в системе контуров имеет место резонанс. При таком резонансе токи в первичном и вторичном контурах резко возрастают.

Нетрудно убедиться, что аналогичная картина может наблюдаться и на частоте, превосходящей частоту соб-

ственных колебаний контуров. В этом случае контуры имеют сопротивление индуктивного характера. Поэтому ток во вторичном контуре I_2 отстает от наведенной э. д. с. $E_{2,1}$ на угол φ (рис. 3-5). Наводимая этим током э. д. с. в первом контуре $E_{2,1}$ будет иметь составляющую $E_{2,1a}$, стремящуюся уменьшить ток в первом контуре и равносильную по своему эффекту увеличению активного сопротивления первого контура, а также составляющую $E_{2,1p}$, опережающую ток на 90° и равносильную включению добавочного емкостного сопротивления в первичный контур. Принято говорить, что в этом случае вторичный контур

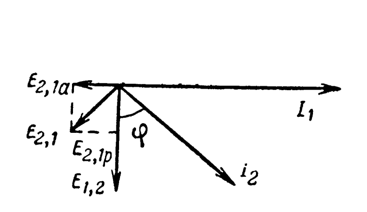


Рис. 3-4. Векторная диаграмма для связанных контуров на частоте ниже частоты собственных колебаний контуров.

Рис. 3-5. Векторная диаграмма для связанных контуров на частоте выше частоты собственных колебаний контуров.

вносит в первичный активное и емкостное сопротивления. Если связь достаточно велика, то при некоторой расстройке контуров относительно частоты источника индуктивное сопротивление первичного контура окажется скомпенсированным вносимым емкостным сопротивлением. Так как при этом контур представляет для источника небольшое чисто активное сопротивление, то, следовательно, в системе контуров имеет место резонанс, и токи в обоих контурах резко возрастают.

Таким образом, оказывается, что система из двух одинаковых достаточно сильно связанных контуров обладает тремя резонансными частотами, одна из которых является частотой их собственных колебаний, другая несколько ниже ее, а третья выше ее. Две последние резонансные частоты называют также частотами связи.

Чем больше связь между контурами, тем больше реактивное сопротивление, вносимое из вторичного контура в первичный. Поэтому компенсация реактивных сопротивлений происходит при большей расстройке первичного кон-

тура, и, следовательно, частоты связи больше отличаются от частоты собственных колебаний контуров.

При связи, меньшей некоторого критического значения, вносимых реактивных сопротивлений не хватает для компенсации собственных реактивных сопротивлений контуров, и резонанс имеет место только на частоте собственных колебаний контуров. Поэтому при связи меньше критической (кривая 1 на рис. 3-6) резонансная характеристика

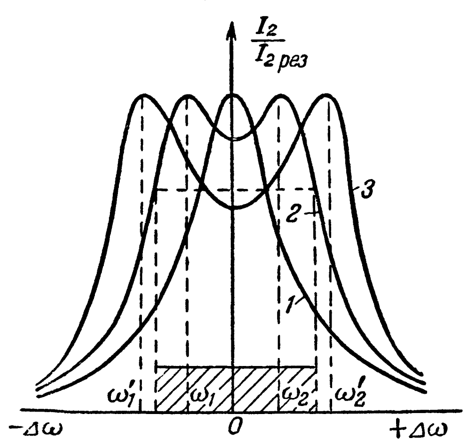


Рис. 3-6. Резонансные характеристики двух связанных контуров при различной связи.

напоминает характеристику одиночного контура. При связи больше критической резонансная характеристика приобретает вид двугорбой кривой, максимумы которой соответствуют частотам связи ω_1 и ω_2 (кривая 2). При более сильной связи частоты связи ω_1' и ω_2' расположены еще дальше друг от друга (кривая 3). При одинаковых контурах значение частот связи можно подсчитать по формуле

$$\omega_{1,2} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm M/L}}. \qquad (3\text{-}13)$$

При токе в первом контуре I_1 наведенная э. д. с. во втором контуре

$$E_{1,2} = \omega M I_1.$$

Ток во втором контуре

$$I_2 = \frac{E_{1,2}}{Z_2} = \frac{\omega M I_1}{Z_2}.$$

Электродвижущая сила, наведенная в первичном контуре током вторичного контура,

$$E_{2,1} = \omega M I_2 = \frac{\omega^2 M^2 I_1}{Z_2}.$$

Сопротивление, вносимое из первичного контура во вторичный,

$$\frac{E_{2,1}}{I_1} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} = \frac{\omega^2 M^2}{r_2 + jx_2}.$$

Умножим числитель и знаменатель последнего равенства на $r_2 - jx_2$

$$\frac{E_{2,1}}{I_1} = \Delta r + j\Delta x = \frac{\omega^2 M^2 r_2}{r_2^2 + x_2^2} - j\frac{\omega^2 M^2 x_2}{r_2^2 + x_2^2}.$$

Откуда получаем формулы для определения активной и реактивной составляющей вносимого в первый контур сопротивления

$$\Delta r = \frac{\omega^2 M^2 r_2}{r_2^2 + x_2^2} = \frac{X_{\text{св}}^2}{z_2^2} r_2;$$

$$\Delta x = -\frac{\omega^2 M^2}{r_2^2 + x_2^2} x_2 = -\frac{X_{\text{св}}^2}{z_2^2} x_2.$$

При резонансе на частотах связи

$$x_1 = -\Delta x = \frac{X_{\text{св}}^2}{r_2^2 + x_2^2} x_2.$$

В контурах, используемых в радиотехнических схемах, обычно сопротивление потерь мало и много меньше сопротивления реактивных элементов контуров, поэтому с удовлетворительной для технических целей точностью можно полагать:

$$z_2^2 = r_2^2 + x_2^2 \approx x_2^2$$

Если контуры идентичны, то

$$x_1 = x_2 = x.$$

Тогда условие резонанса принимает вид:

$$x = \frac{X_{\text{св}}^2}{x}.$$

Откуда

$$x = \omega L - \frac{1}{\omega C} = \pm X_{\text{св}}$$

или

$$\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) = \pm \omega M.$$

$$\text{Так как } \frac{1}{LC} = \omega_0^2, \text{ то } 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \pm \frac{M}{L}.$$

Откуда получим формулу для определения частот связи

$$\omega_{1,2} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm \frac{M}{L}}}.$$

Отношение $\frac{M}{L}$ называют коэффициентом связи. Если числитель и знаменатель этого отношения умножить на ωI_1, то окажется, что коэффициент связи выражает отношение э. д. с., наведенной во вторичном контуре, к напряжению на индуктивности первичного контура.

Обозначая

$$\frac{M}{L} = k, \tag{3-14}$$

из формулы (3-13) получим выражение для первой частоты связи, называемой нижней или медленной частотой связи,

$$\omega_1 = \omega_н = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} \tag{3-15}$$

и для второй — верхней или быстрой частоты связи

$$\omega_2 = \omega_в = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}}. \tag{3-16}$$

Эти формулы показывают, что чем больше коэффициент связи между контурами, тем в большей степени отличаются частоты связи от собственных частот контуров, причем нижняя частота связи лежит всегда ниже собственной частоты контуров, а верхняя — выше (рис. 3-7).

Следует иметь в виду, что формулы (3-13), (3-14), (3-15) и (3-16) являются приближенными, так как они выведены в предположении, что контуры лишены потерь. При больших значениях коэффициентов связи и высокой добротности контуров они дают достаточную точность.

При отклонении частоты источника выше или ниже обеих частот связи уменьшение тока во вторичном контуре происходит более быстро, чем в одиночном контуре. Иначе говоря, избирательность системы связанных контуров, т. е. способность выделять сигналы определенных частот и подавлять сигналы иных частот, получается выше, чем

у одиночных контуров. Это широко используется на практике. Ценным свойством связанных контуров является также их способность приблизительно одинаково пропускать некоторую полосу частот (заштрихованная область для кривой *2* на рис. 3-6).

На практике часто приходится иметь дело с системой двух связанных контуров с разными частотами собственных колебаний, поэтому важно знать их резонансные свойства.

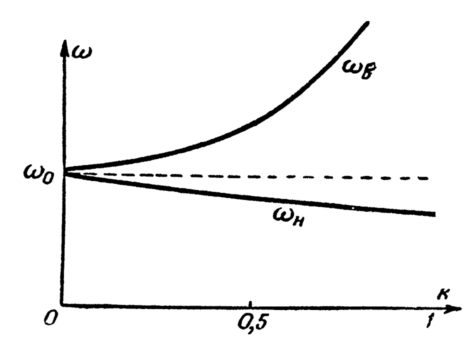


Рис. 3-7. Зависимость частот связи двух одинаковых контуров от коэффициента связи.

Прежде всего, определим область, в которой будут находиться их частоты связи. Путем тех же рассуждений, которые были проведены для двух одинаковых связанных контуров, можно построить векторные диаграммы интересующей нас системы.

Легко понять, что в случае, если частота напряжения источника ниже частоты собственных колебаний обоих контуров, то векторная диаграмма системы будет иметь тот же вид, что и в случае одинаково настроенных контуров (рис. 3-4) и, следовательно, при достаточной связи возможен резонанс.

Чем сильнее связь между контурами, тем большее компенсирующее реактивное сопротивление вносится из вторичного контура в первичный. Следовательно, тем больше отличается частота, на которой достигается резонанс, от частот собственных колебаний контуров.

Векторная диаграмма для частоты, лежащей между частотами собственных колебаний контуров, если предположить, что первичный контур настроен на более низкую частоту, будет иметь тот же вид, что и на рис. 3-4. Но

первичный контур представляет теперь для источника сопротивление емкостного характера, и реакция вторичного контура, увеличивающая это сопротивление не может вызвать резонанса.

Аналогично можно показать, что возможен второй резонанс на частоте, более высокой, чем частоты собственных колебаний обоих контуров, и невозможен резонанс на средней частоте при частоте собственных колебаний первичного контура, более высокой, чем частота собственных колебаний вторичного контура.

Таким образом, система из двух не одинаковых связанных контуров может иметь две резонансные частоты (частоты связи): одна из них лежит ниже более низкой из собственных частот контуров, а другая — выше более высокой из них. Чем сильнее связь, тем больше расходятся резонансные частоты.

Расчет резонансных частот двух связанных контуров с коэффициентом связи k_1, имеющих различные частоты собственных колебаний, позволяет построить график, изображенный на рис. 3-8. Он показывает, что с увеличением частоты вторичного контура при неизменной частоте первичного контура резонансные частоты возрастают, оставаясь одна ниже частоты первичного контура, а вторая — выше частоты вторичного. Если рассчитать или опытным путем снять эти же зависимости при большем коэффициенте связи k_2, то получим аналогичные кривые (пунктирные), но расположенные дальше друг от друга. Следовательно, при этом резонансные частоты будут сильнее отличаться друг от друга.

Выше были рассмотрены общие свойства связанных контуров на примере контуров, связанных общим магнитным потоком. Все выведенные закономерности распространяются на любую систему связанных контуров с той лишь разницей, что несколько изменяются выражения для расчета сопротивления связи и коэффициента связи.

На рис. 3-9,*а* изображены контуры, связанные с помощью автотрансформатора. Часть напряжения с катушки L_1, создающаяся на $L_{св}$, подается во второй контур, возбуждая в нем электрические колебания.

На рис. 3-9,*б* изображены контуры, связанные друг с другом с помощью конденсатора $C_{св}$, стоящего в общей цепи обоих контуров (внутренняя связь). Для тока первого контура создаются две параллельные ветви: конденсатор связи $C_{св}$ в одной и элементы L_2, C_2, r_2 — в другой ветви.

Чем больше сопротивление конденсатора связи, т. е. чем меньше его емкость, тем бо́льшая доля тока первого контура ответвляется в цепь второго контура и тем больше связь.

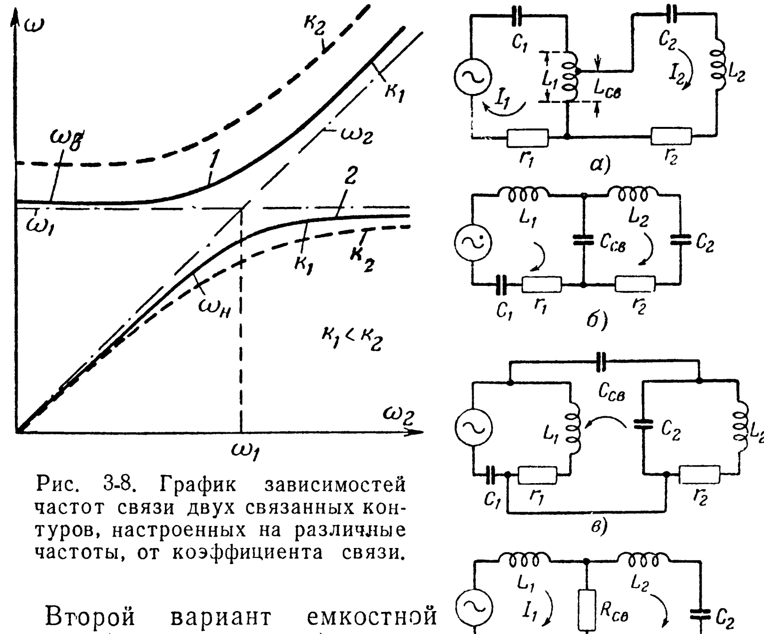


Рис. 3-8. График зависимостей частот связи двух связанных контуров, настроенных на различные частоты, от коэффициента связи.

Рис. 3-9. Схемы связи двух контуров.

Второй вариант емкостной связи (внешняя связь) между контурами изображен на рис. 3-9,*в*. В этом случае во вторичном контуре протекает тем больший ток, чем меньше сопротивление конденсатора связи, т. е. чем больше его емкость.

На рис. 3-9,*г* изображена схема с кондуктивной связью между контурами, когда общим элементом в цепях обоих контуров является активное сопротивление $R_{св}$. Почти во всех этих схемах элементом связи является общий элемент, входящий в цепи обоих контуров. Напряжение, подаваемое во вторичный контур, равно произведению сопротивления этого элемента на ток, протекающий в нем. Исключение составляет схема, изображенная на рис. 3-9,*в*, в которой элементом связи является конденсатор, связывающий цепи обоих контуров.

3-2. НАСТРОЙКА СИСТЕМЫ ИЗ ДВУХ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

Целью настройки системы связанных контуров обычно является передача во вторичный контур возможно большей мощности, т. е. получения во вторичном контуре максимального тока, или получение требуемой полосы пропускания при возможно большей избирательности. Увеличения тока во вторичном контуре можно добиться несколькими способами. Например, настройкой первичного контура можно добиться резонанса на одной из частот связи, что приведет к возрастанию токов в первичном и во вторичном контурах. Этот случай называют первым частным резонансом.

Возрастания тока во вторичном контуре можно добиться настройкой вторичного контура. При этом резонанс получится на одной из частот связи. Такая настройка называется вторым частным резонансом.

Как в первом, так и во втором случае связь между контурами произвольна, поэтому во вторичный контур может передаваться весьма малая мощность. Для передачи максимальной мощности во вторичный контур нужно, кроме настройки, производить подбор наивыгоднейшей связи. Таким образом, наилучшая передача мощности из первичного контура во вторичный достигается при выполнении двух условий: реактивное сопротивление, вносимое в первичный контур, равно и противоположно по знаку собственному реактивному сопротивлению первичного контура; активное сопротивление, вносимое в первичный контур, равно его собственному активному сопротивлению.

Принято говорить, что в отрегулированной таким образом схеме имеет место общий резонанс. Практически его получают путем нескольких повторных регулировок. Например, устанавливают слабую связь между контурами и настраивают первичный контур по максимуму тока во вторичном контуре. Затем увеличивают связь и, повторяя настройку, замечают новое значение максимума тока во вторичном контуре. Эта операция повторяется до тех пор, пока дальнейшее увеличение связи не начнет приводить к снижению максимального значения тока во вторичном контуре.

Такие же результаты могут быть получены при настройке вторичного контура и подборе оптимальной связи.

Сложность получения общего резонанса в системе связанных контуров представляет значительное неудобство.

Более удобно настраивать контуры порознь в резонанс и затем подбирать наивыгоднейшую связь. В этом случае приходится производить всего три операции. Такую настройку называют получением полного резонанса в системе. Недостатком ее является необходимость в использовании трех органов настройки.

В тех случаях, когда настройка связанных контуров производится с целью получения достаточно широкой полосы пропускания при резком ослаблении не входящих в нее частот, это достигается подбором наиболее выгодной связи между контурами. Иногда это достигается путем взаимной расстройки контуров.

ВОПРОСЫ

1. Нарисуйте типовые схемы связанных контуров при различных видах связи.
2. Что такое сопротивление связи?
3. Что называют наведенной э. д. с.?
4. Объясните физический смысл понятия «вносимое сопротивление»?
5. Что следует понимать под к. п. д. контура?
6. Почему мощность во вторичном контуре возрастает с увеличением связи между контурами только до определенного предела, а затем уменьшается?
7. Что такое частоты связи?
8. Почему резонансные частоты системы связанных контуров меньше и больше собственных частот каждого из контуров?
9. Как зависят частоты связи от величины связи между контурами?
10. Чем отличаются резонансные характеристики связанных контуров от характеристик одиночных контуров?
11. Что такое коэффициент связи?
12. Как изменяются частоты связи при расстройке связанных контуров?
13. Какие существуют методы настройки связанных контуров?

ЗАДАЧИ

1. Нарисуйте векторную диаграмму для связанных контуров схемы, изображенной на рис. 3-9,*б*.

2. Токи в первичном и вторичном контурах при полном резонансе равны 1 *а*. Определить сопротивление связи между контурами, если сопротивление потерь вторичного контура равно 0,5 *ом*.

3. Сопротивление связи равно 50 *ом*. Определить к. п. д. первичного контура при настройке системы, если сопротивление потерь первичного контура 1 *ом*, а вторичного — 5 *ом*.

4. Собственные частоты одиночных контуров равны 1 *Мгц*. Определить верхнюю и нижнюю частоты связи, если коэффициент связи равен 0,1.

Глава четвертая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

4-1. НАЗНАЧЕНИЕ ФИЛЬТРОВ

В цепях радиотехнических устройств обычно одновременно протекают токи самых различных частот: от очень высоких радиочастот до низких (звуковых) частот и даже до тока нулевой частоты (т. е. постоянного тока). Обычно токи некоторых из этих частот должны воздействовать на последующие элементы схемы, воздействие же токов других частот является вредным, так как нарушает нормальную работу аппаратуры. Поэтому возникает необходимость отделения токов одних частот от токов других частот. Эта задача решается с помощью специальных устройств, называемых электрическими фильтрами.

В зависимости от того, какие из частот пропускаются (выделяются) фильтром для передачи в последующую цепь, фильтры разделяются на фильтры нижних или верхних частот. Применяются также полосовые фильтры, задачей которых является пропускание лишь токов с частотами, лежащими в пределах полосы частот от f_1 до f_2, и заградительные фильтры, не пропускающие токи с частотами, лежащими в пределах определенной полосы частот. Фильтры нижних частот делятся на две основные группы: фильтры, предназначенные пропускать токи низких звуковых частот, и фильтры к источникам питания постоянного тока, предназначенные пропускать лишь постоянный ток.

4-2. ФИЛЬТРЫ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Отделение постоянного тока от переменных токов может быть осуществлено при помощи конденсаторов. Так, например, если в цепи имеется источник постоянного тока, дающий одновременно также и переменный ток (рис. 4-1), а через нагрузку *Н* должен протекать только постоянный ток, то параллельно нагрузке включают конденсатор *С*. При достаточно большой емкости конденсатора переменный ток почти весь пройдет через него и практически не будет проходить через нагрузку. Постоянный же ток будет весь проходить через нагрузку. Чтобы весь пере-

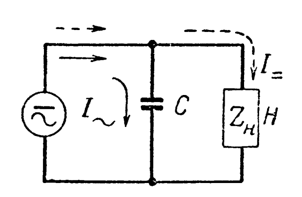


Рис. 4-1. Схема включения конденсатора в качестве фильтра.

менный ток проходил через конденсатор, его сопротивление переменному току должно быть значительно меньше сопротивления нагрузки:

$$\frac{1}{\omega C} \ll z_н. \tag{4-1}$$

Поэтому емкость конденсатора нужно брать тем больше, чем меньше сопротивление нагрузки, и, наоборот, с увеличением сопротивления нагрузки можно брать конденсаторы относительно меньшей емкости.

Если в цепи протекает одновременно несколько переменных токов различных частот, то конденсатор следует выбирать по самой низкой из этих частот.

При малом сопротивлении нагрузки или очень низкой частоте переменного тока требуемая емкость конденсатора

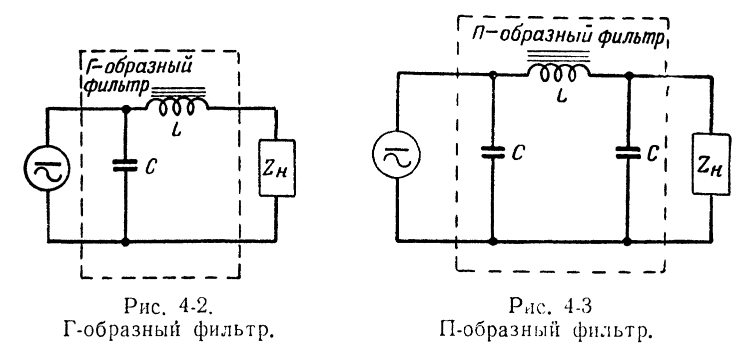


Рис. 4-2. Г-образный фильтр.

Рис. 4-3 П-образный фильтр.

может оказаться очень большой. Конденсаторы, обладающие такой емкостью, громоздки и дороги.

В этом случае оказывается целесообразным включение в цепь нагрузки дросселя с сердечником из листовой стали, имеющего большую индуктивность (рис. 4-2). Дроссель с обмоткой из сравнительно толстого провода имеет малое сопротивление постоянному току и очень большое сопротивление переменному току. Такой фильтр называется Г-образным фильтром из емкости и индуктивности. Фильтр можно усовершенствовать, зашунтировав нагрузку дополнительным конденсатором (рис. 4-3), через который должен проходить переменный ток, прошедший через дроссель Г-образного фильтра. Полученный таким образом фильтр называется П-образным фильтром.

Продолжая таким же образом включать дроссели и конденсаторы, можно получить все более и более сложные

фильтры, которые все лучше и лучше отфильтровывают переменный ток. Такие фильтры состоят из последовательного соединения нескольких Г- или П-образных звеньев. Практически увеличение числа звеньев в фильтре более трех уже не создает существенного выигрыша в фильтрации и приводит к неоправданному увеличению веса, габарита и стоимости устройства. Поэтому более сложные

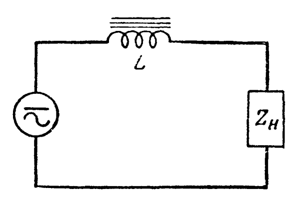


Рис. 4-4. Схема включения дросселя в качестве фильтра.

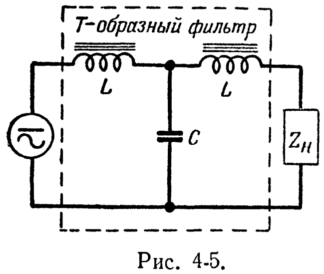


Рис. 4-5. Т-образный фильтр.

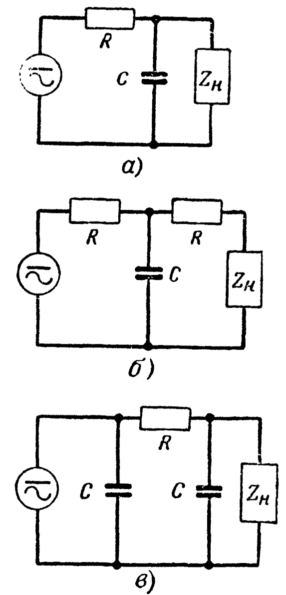


Рис. 4-6. Г-, Т- и П-образные фильтры, составленные из сопротивлений и конденсаторов.

фильтры применяются весьма редко.

Если внутренее сопротивление источника питания мало, то в качестве простейшего фильтра может использоваться дроссель (рис. 4-4). Так как сопротивление дросселя переменному току велико, то величина переменного тока окажется очень маленькой, а величина постоянного тока, для которого сопротивление дросселя очень мало, может быть сравнительно большой. Для улучшения фильтрации в этом случае можно также включить конденсатор параллельно нагрузке. Такой фильтр также называется Г-образным.

Фильтрующее действие такого Г-образного фильтра может быть улучшено путем включения дополнительного

дросселя в цепь нагрузки. Полученный таким образом фильтр носит название Т-образного фильтра (рис. 4-5).

При колебаниях нагрузки П-образные фильтры позволяют получить большее постоянство напряжения, а Т-образные фильтры — большее постоянство тока на выходе. Если в некоторый момент времени сопротивление нагрузки резко изменится и начнет изменяться ток в нагрузке, то при Т-образной схеме фильтра изменению тока в нагрузке будет препятствовать стоящий между ней и конденсатором дроссель. В нем будет индуктироваться э. д. с. самоиндукции, стремящаяся поддержать ток в нагрузке на прежнем уровне.

При резком изменении величины нагрузки П-образного фильтра изменение напряжения на конденсаторе происходит сравнительно медленно, и он будет поддерживать напряжение на нагрузке на прежнем уровне, но зато ток в нагрузке резко изменится.

Выбор Т- или П-образного типа фильтров может зависеть от ряда дополнительных практических обстоятельств.

Недостатками дросселей являются их большие габариты, вес и стоимость. Поэтому часто в тех случаях, когда к фильтру не предъявляется особенно жестких требований, вместо дросселей ставят активные сопротивления (рис. 4-6). Это позволяет резко сократить габариты и стоимость фильтров. Основным недостатком таких фильтров являются большие потери мощности в сопротивлениях. Это не позволяет использовать их в цепях, где протекают сравнительно большие токи.

4-3. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Часто в радиотехнических устройствах оказывается необходимым пропускать токи всех частот от нулевой до некоторой частоты f_1, называемой частотой среза, а все токи более высоких частот задерживать. Для этой цели используют фильтры нижних частот. Их схемы не отличаются от разобранных выше схем фильтров источников питания постоянного тока; разница заключается только в величинах составляющих их емкостей, индуктивностей и сопротивлений.

Создать идеальный фильтр, абсолютно не пропускающий токов, имеющих частоту выше частоты среза, невозможно.

Ослабление отфильтровываемых напряжений или токов оценивается отношением их амплитуд на входе к их ампли-

тудам на выходе. Однако чаще берется не само отношение, а его логарифм. Это вызвано тем, что реакция органов слуха и зрения человека, как было экспериментально установлено, оказывается пропорциональной не степени изменения раздражающего воздействия, а его логарифму.

Поэтому обычно оценку усиления (или ослабления) затухания производят в децибелах.

Их определяют как

$$\beta = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}^* . \qquad (4\text{-}2)$$

При оценке затухания по отношению напряжений учитывают, что при одинаковых сопротивлениях мощности относятся, как квадраты напряжений. Поэтому в (4-2) коэффициент при логарифме напряжений удваивается.

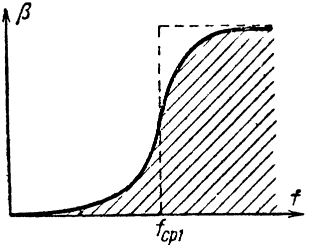


Рис. 4-7. Характеристика затухания фильтра нижних частот.

На рис. 4-7 изображен типичный график зависимости затухания, создаваемого фильтром нижних частот от частоты подведенного к нему напряжения. Для того, чтобы характеристика фильтра в возможно большей степени приближалась к идеальной, т. е. крутизна ее падающей части была бы наибольшей, нужно, чтобы сопротивление потерь в элементах фильтра было минимальным, число ячеек возможно большим, а сопротивление нагрузки определенным образом связано с параметрами фильтра.

Для выяснения этих условий разобьем схему любого сложного фильтра на элементарные Г-образные ячейки, состоящие из емкости и индуктивности, т. е. из двух реактивных сопротивлений противоположного характера X_1 и X_2 (рис. 4-8).

В схеме многозвенных фильтров роль источника переменной э. д. с. для последующих звеньев играет напряжение, создающееся на сопротивлении X_2.

Например, при разделении Т-образного фильтра на две Г-образные ячейки (рис. 4-9) конденсатор C_1 рассматривают как параллельное соединение двух конденсаторов

---

* Здесь и далее символом ln будет обозначаться натуральный логарифм в отличие от десятичного, обозначаемого символом lg.

емкостью $\frac{C_1}{2}$, а при разделении П-образного фильтра на Г-образные ячейки (рис. 4-10) индуктивность L_1 рассматривают как последовательное соединение двух индуктивностей $\frac{L_1}{2}$.

При наивыгоднейшем режиме работы фильтра фильтр с нагрузкой представляет для источника чисто активное

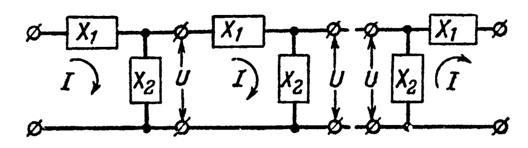


Рис. 4-8. Схема фильтра, разделенного на Г-образные ячейки.

сопротивление. Это возможно только, если нагрузка фильтра активна и в реактивных элементах ячеек противоположного характера протекают такие токи и действуют та-

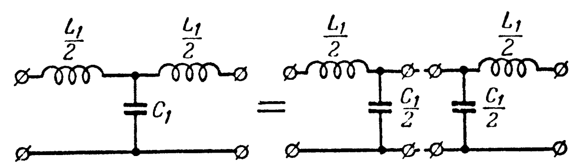


Рис. 4-9. Разделение Т-образного фильтра нижних частот на две Г-образные ячейки.

кие напряжения, при которых в них развиваются одинаковые реактивные мощности.

Пусть при выполнении данных условий токи во всех индуктивностях элементарных ячеек равны I, а напряжения на емкостях — U. При этом реактивная мощность индуктивности

$$S_L = \frac{1}{2} I^2 X_L, \tag{4-3}$$

а емкости

$$S_C = \frac{U^2}{2X_C}. \tag{4-4}$$

Из условия

$$S_L = S_C$$

можно определить, какое сопротивление будет представлять фильтр для источника питания

$$R_{\text{вх}}=\frac{U}{I}=\sqrt{X_L X_C}. \tag{4-5}$$

Такое же сопротивление должна представлять каждая следующая ячейка фильтра для предыдущей. Это сопро-

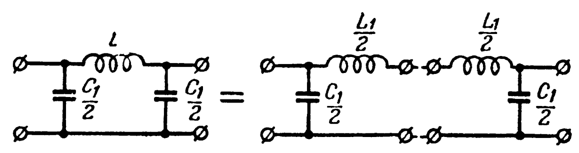


Рис. 4-10. Разделение П-образного фильтра нижних частот на две Г-образные ячейки.

тивление называется волновым или характеристическим сопротивлением фильтра W. Подставим в выражение (4-5) выражения для сопротивлений $X_L=\frac{\omega L_1}{2}$ и $X_C=\frac{2}{\omega C_1}$, тогда

$$R_{\text{вх}}=W=\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \tag{4-6}$$

Для того чтобы последняя ячейка работала так же, как и предыдущие, необходимо, чтобы нагрузка была согласована с фильтром, т. е. чтобы она имела чисто активный характер и равнялась волновому сопротивлению фильтра

$$R_{\text{н}}=\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}=W. \tag{4-7}$$

Каждая из Г-образных ячеек представляет собой последовательный контур. На резонансной частоте сопротивление емкостей равно сопротивлению индуктивностей. На более низких частотах сопротивление емкостей быстро возрастает, а сопротивление индуктивностей падает. Поэтому ток с частотой, которая значительно ниже частоты резонанса, встречая малое сопротивление индуктивностей и большое сопротивление емкостей, проходит почти полностью по фильтру от источника к нагрузке.

На частотах выше резонансной сопротивление индуктивностей быстро растет, а емкостей—падает. Поэтому ток с частотой, которая значительно выше резонансной, встречая большое сопротивление индуктивностей, проходит через малое сопротивление емкостей и не достигает нагрузки.

Резонансная частота Г-образных ячеек является частотой среза фильтра

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1}{2}\cdot\frac{C_1}{2}}} = \frac{1}{\pi\sqrt{L_1 C_1}}. \quad (4\text{-}8)$$

Из выражений (4-7) и (4-8) можно определить параметры ячеек фильтра по заданным значениям частоты среза и сопротивления нагрузки

$$L_1 = \frac{R_н}{\pi f_1} \quad (4\text{-}9)$$

и

$$C_1 = \frac{1}{\pi f_1 R_н}. \quad (4\text{-}10)$$

В П-образных фильтрах все катушки должны иметь индуктивность L_1, конденсаторы по краям фильтра емкость $\frac{C_1}{2}$, а конденсаторы, стоящие между катушками, — емкость C_1. В Т-образных фильтрах все конденсаторы должны иметь емкость C_1, катушки, стоящие по краям, — индуктивность $\frac{L_1}{2}$, а катушки, стоящие между конденсаторами, — индуктивность L_1.

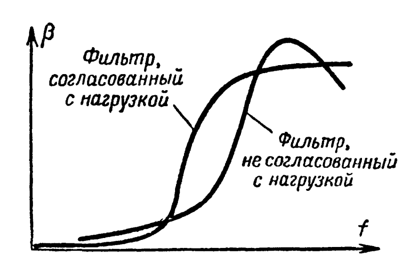


Рис. 4-11. Характеристики затухания согласованного и рассогласованного фильтров нижних частот.

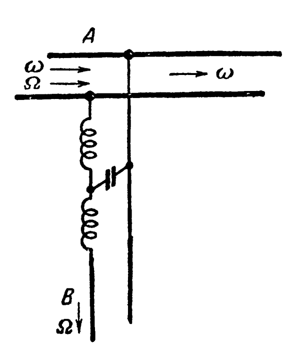


Рис. 4-12. Включение Т-образного фильтра в линию.

Изменение полных сопротивлений элементов фильтра при переходе через частоту среза и, следовательно, крутизна среза характеристики фильтра будут тем меньше, чем больше сопротивления потерь элементов фильтра.

Увеличение числа звеньев приводит к увеличению крутизны среза, однако при числе звеньев свыше 3—4 крутизна среза возрастает относительно мало.

Отсутствие согласования фильтра с нагрузкой приводит к существенному ухудшению характеристики фильтра, как это можно видеть из примера экспериментально снятых характеристик согласованного и несогласованного фильтров, приведенных на рис. 4-11.

Вопрос об использовании Т- или П-образных фильтров обычно решается в зависимости от конкретных условий. Так, например, если в линии *A* (рис. 4-12) протекают токи низкой частоты Ω и высокой частоты ω и необходимо пропустить ток низкой частоты в линию *B*, не препятствуя прохождению тока высокой частоты по линии *A*, то можно использовать только Т-образный фильтр, так как при включении П-образного фильтра конденсатор, стоящий на его входе, создаст короткое замыкание для токов высокой частоты.

4-4. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Фильтры верхних частот должны пропускать токи всех частот выше некоторой частоты, также называемой частотой среза, и задерживать токи всех частот ниже этой ча-

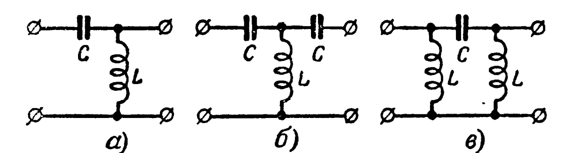


Рис. 4-13. Простейшие фильтры верхних частот.

стоты. Схемы таких фильтров можно получить, заменив в схемах фильтров нижних частот, выполняющих обратную задачу, элементы, плохо проводящие токи высоких частот на хорошо проводящие, и наоборот, т. е. заменив конденсаторы на катушки индуктивности, а катушки — на конденсаторы (рис. 4-13).

Типичная частотная характеристика фильтра верхних частот приведена на рис. 4-14. Как и у фильтра нижних частот, характеристика тем больше приближается к идеальной, чем меньше потери в фильтре, больше число звеньев и чем лучше он согласован с нагрузкой.

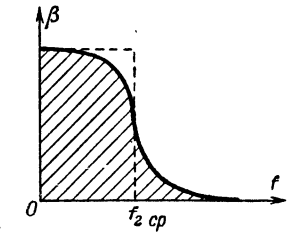


Рис. 4-14. Характеристика затухания фильтра верхних частот.

Волновое сопротивление фильтра определяется здесь также из условия равенства реактивной мощности в сопротивлениях противоположного характера, образующих Г-об-

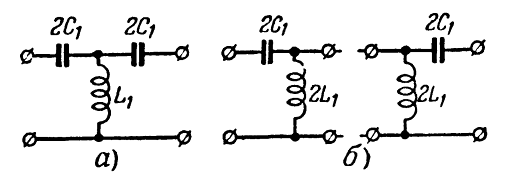


Рис. 4-15. Разделение Т-образного фильтра верхних частот на две Г-образные ячейки.

разные звенья, на которые может быть разбит весь фильтр. Например, Т-образный фильтр (рис. 4-15) и П-образный фильтр (рис. 4-16) можно считать составленными каждый из двух Г-образных звеньев, если представить дроссели L_1

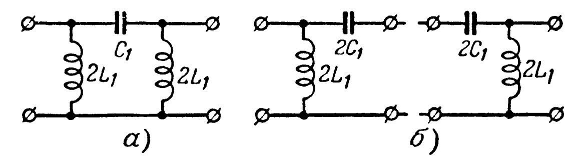


Рис. 4-16. Разделение П-образного фильтра верхних частот на две Г-образные ячейки.

составленными из двух параллельно включенных дросселей с индуктивностью $2L_1$ каждый, а конденсаторы C_1 — в виде последовательного соединения двух конденсаторов емкостью $2C_1$ каждый.

Используя соотношение (4-5), определим волновое сопротивление фильтра. Так как

$$X_1 = \frac{1}{2\omega C_1} \text{ и } X_2 = 2\omega L_1,$$

то для фильтров верхних частот волновое сопротивление рассчитывается также по формуле

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Каждая из ячеек представляет собой колебательный контур, резонансная частота которого

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_1 2C_1}} = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_1 C_1}}. \qquad (4\text{-}11)$$

На резонансной частоте сопротивления элементов ячеек равны. С увеличением частоты сопротивление емкостей быстро падает, а индуктивностей — растет. Поэтому ток с частотой, которая значительно больше резонансной частоты, легко проходит от источника через конденсаторы фильтра к нагрузке, не испытывая заметного шунтирующего влияния со стороны катушек. Эквивалентное сопротивление звена имеет для тока этой частоты емкостный характер. Следовательно фильтр будет прозрачен для частот более высоких, чем f_2.

Для токов более низких частот сопротивление емкостей будет увеличиваться, а индуктивностей уменьшаться, и ток от источника будет замыкаться через катушки, не проходя к нагрузке. Это проявляется тем резче, чем больше число звеньев в фильтре и чем меньше активные потери в них. Таким образом, резонансная частота ячеек f_2 является частотой среза фильтра.

По заданной частоте среза и сопротивлению нагрузки, используя условие

$$R_н = W,$$

легко получить формулы для расчета элементов фильтра верхних частот:

$$L_1 = \frac{R_н}{4\pi f_2} \qquad (4\text{-}12)$$

и

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_2 R_н}. \qquad (4\text{-}13)$$

В Т-образных фильтрах крайние емкости должны быть равны $2C_1$, а емкости, стоящие между катушками, — C_1; все катушки должны иметь индуктивность L_1. В П-образных фильтрах крайние катушки должны иметь индуктивность $2L_1$, а катушки, стоящие между конденсаторами, — индуктивность L_1, все конденсаторы должны иметь емкость C_1.

4-5. ПОЛОСОВЫЕ И ЗАГРАДИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Часто в радиотехнических устройствах оказывается необходимым пропустить в ту или иную цепь токи некоторой полосы частот, лежащей в пределах от f_1 до f_2. Эту задачу

можно решить путем последовательного включения фильтра нижних частот, имеющего частоту среза f_2, и фильтра верхних частот с частотой среза f_1. Результирующая характеристика затухания такого составного фильтра приведена на рис. 4-17.

Подобные полосовые фильтры можно получить как из Т-образных (рис. 4-18), так и из П-образных фильтров (рис. 4-19).

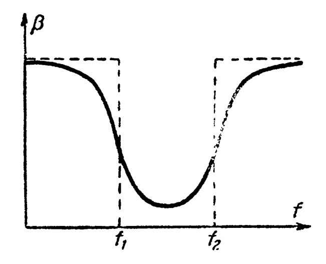


Рис. 4-17. Характеристика затухания полосового фильтра, составленного из фильтра нижних частот и фильтра верхних частот.

Однако чаще на практике используют в качестве элементов полосовых фильтров колебательные контуры. Схемы таких фильтров (рис. 4-20) весьма близки к схемам фильтров, изображенных на рис. 4-15 и 4-16.

Для токов с частотами, близкими к резонансной частоте, последовательный контур представляет малое сопротивление, а параллельный — весьма большое. Поэтому эти токи почти беспрепятственно проходят через фильтр. Для токов, частоты которых сильно отличаются от резонансной частоты, последовательный контур представляет значительное реактивное сопротивление, а параллельный—весьма малое сопротивление, вследствие чего эти токи не проходят через фильтр.

Одиночные контуры не обладают достаточно однородными свойствами в широком диапазоне частот, поэтому

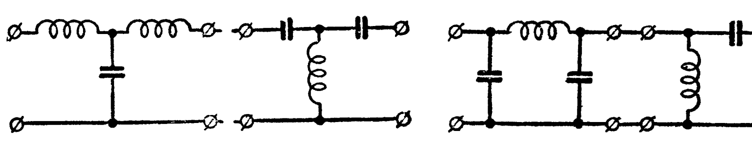


Рис. 4-18. Т-образный полосовой фильтр.

Рис. 4-19. П-образный полосовой фильтр.

в тех случаях, когда важно получить особенно широкую полосу и постоянную степень передачи внутри нее, используют фильтры в виде систем связанных контуров. Широкая полоса пропускания и равномерное воздействие на пропускаемые токи обеспечивается достаточно сильной связью или расстройкой контуров друг относительно друга

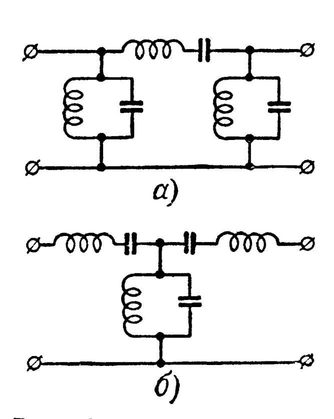


Рис. 4-20. Схемы полосового фильтра, составленного из колебательных контуров.

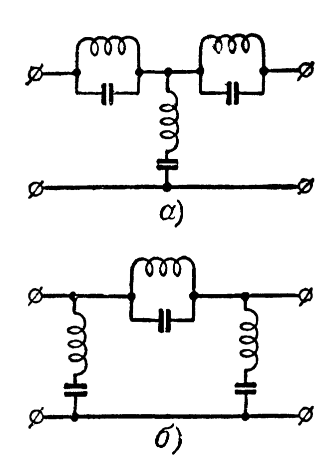


Рис. 4-21. Схемы заградительных фильтров.

с использованием достаточно большого числа контуров в фильтре.

Часто приходится решать обратную задачу: не пропускать через фильтр токи определенной полосы частот. Очевидно, что такой фильтр может быть получен из полосового фильтра простой переменой мест элементов, включенных последовательно и параллельно источнику (рис. 4-21). Характеристика затухания заградительного фильтра приведена на рис. 4-22.

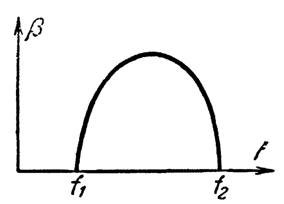


Рис. 4-22. Частотная характеристика заградительного фильтра.

ВОПРОСЫ

1. Может ли служить фильтром одно активное или реактивное сопротивление?
2. Какое назначение имеют фильтры нижних частот?
3. Каков общий принцип построения фильтров нижних частот?
4. Что называется волновым (характеристическим) сопротивлением фильтра?
5. Нарисуйте форму частотных характеристик фильтров нижних частот, фильтров верхних частот, полосовых фильтров и заградительных фильтров.
6. Почему конденсаторы на краях П-образных фильтров нижних частот имеют емкость, отличную от емкости конденсаторов, стоящих между катушками?

7 Почему катушки, стоящие по краям Т-образного фильтра нижних частот, имеют индуктивность, отличающуюся от индуктивности катушек, стоящих между конденсаторами?

8. Представьте П- и Т-образные фильтры верхних частот в виде элементарных Г-образных ячеек.

9. Почему в качестве элементов полосовых и заградительных фильтров часто используются колебательные контуры?

ЗАДАЧИ

1. Фильтр состоит из двух звеньев. В первом подавляемая частота ослабляется в 2 раза; во втором — в 10 раз. Выразить ослабление, создаваемое каждым звеном и всем фильтром, в децибелах.

2. Рассчитать параметры П-образного фильтра нижних частот (рис. 4-10), имеющего частоту среза 10 *кгц*. Сопротивление нагрузки 10 *ком*.

3. Составьте схемы Г-, П- и Т-образных фильтров верхних частот.

4. Рассчитать параметры Т-образного фильтра верхних частот (рис. 4-13) с частотой среза 20 *кгц* и сопротивлением нагрузки 5 *ком*.

5. Т-образный фильтр состоит из двух катушек с индуктивностью 10 *мкгн* и конденсатора емкостью 500 *мкмкф*. Определить характер фильтра, частоту среза и сопротивление нагрузки.

Глава пятая

ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

5-1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В ИДЕАЛЬНЫХ БЕСКОНЕЧНО ДЛИННЫХ ЛИНИЯХ

В предыдущих главах были рассмотрены свободные и вынужденные колебания в устройствах, имеющих ограниченные размеры. Однако в радиотехнике часто используются системы, имеющие весьма большие размеры. Для того чтобы выяснить, что следует понимать под выражением «весьма большие размеры», рассмотрим явления, происходящие в идеальной (т. е. лишенной потерь) системе, состоящей из двух одинаковых прямолинейных проводов неограниченной длины; такую систему называют идеальной симметричной двухпроводной линией (рис. 5-1).

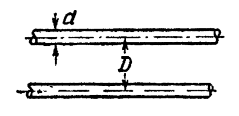


Рис. 5-1. Симметричная двухпроводная линия.

До подключения источника в проводах линии ток не проходит. При подключении к началу линии, т. е. к ее входу (рис. 5-2) источника постоянного напряжения в ближайших к источнику участках проводов линии начинает про-

ходить ток, так как в один из проводов протекают электроны от отрицательного полюса источника, а из другого провода электроны уходят к положительному полюсу источника. В результате этого ближайшие участки проводов линии заряжаются, между ними возникает напряжение, равное напряжению источника, этот участок линии начинает играть роль источника напряжения для последующего участка и т. д.

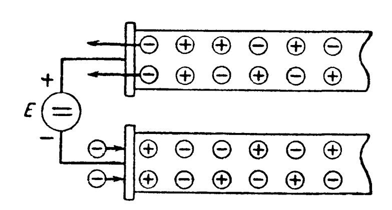


Рис. 5-2. Движение зарядов в бесконечно длинной линии при подключении к ее входу источника постоянной э. д. с.

Таким образом, вдоль бесконечной линии от одного участка линии к другому начинает проходить ток, создающий вокруг них магнитное поле. Принято говорить, что вдоль линии распространяется электромагнитное возмущение. Оно распространяется с очень большой, но все же конечной скоростью v, близкой к скорости света.

Аналогичные явления происходят в линии при подключении к ее входу источника переменной э. д. с. Если в момент подключения линии к генератору напряжение на его зажимах максимально (рис. 5-3), то, начиная с момента времени $t_0=0$, напряжение распространяется вдоль линии и в некоторый момент времени $t=t_1$ достигает точки, отстоящей от начала линии на расстоянии

$$x_1=vt_1.$$

За это время напряжение на зажимах генератора уменьшится до величины u_1. Промежуточные значения напряжения на генераторе достигнут точек, расположенных между началом линии и точкой x_1. Кривая распределения напряжения по линии в момент времени t_1 изображена на рис. 5-3,*б*.

Через промежуток времени $t_2=\frac{T}{4}$ (T — период напряжения генератора) первоначальное напряжение достигает точки, удаленной от входа линии на расстояние $x_2=v\frac{T}{4}$, а напряжение на зажимах генератора равно нулю (рис. 5-3,*в*).

Еще через четверть периода напряжение на зажимах генератора снова становится максимальным по величине,

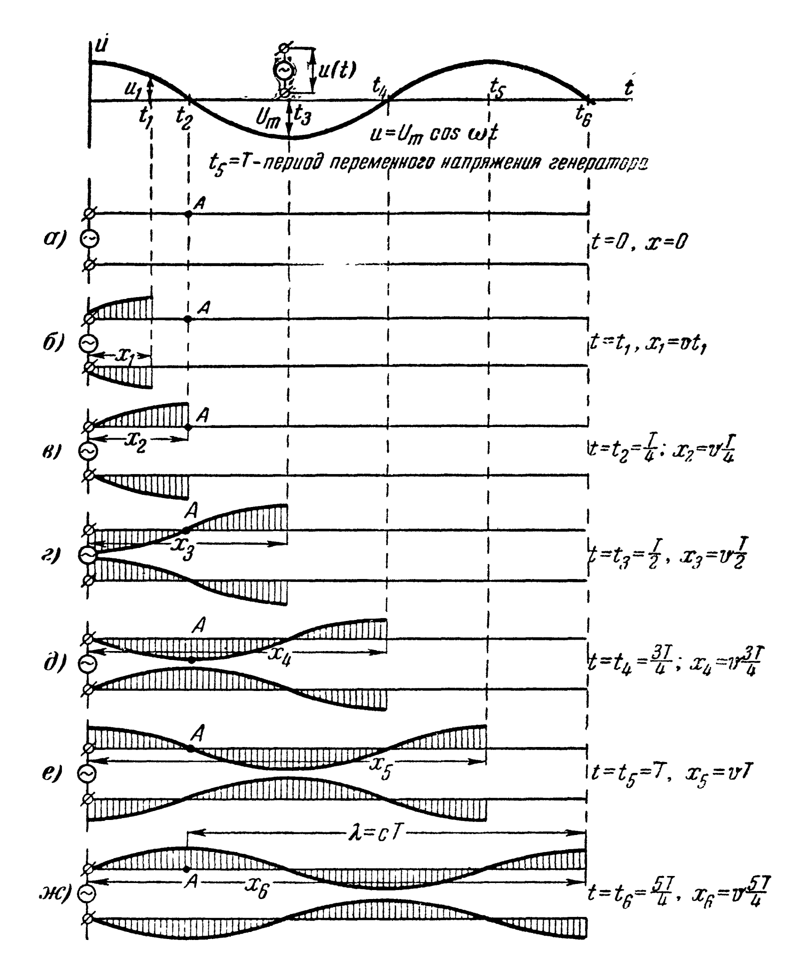


Рис. 5-3. Явления в бесконечно длинной линии при подключении к ее входу источника переменной э. д. с.

но отрицательным по знаку. Первоначальное напряжение к этому времени достигает точки, удаленной от входа линии на расстояние $x_3 = v\frac{T}{2}$, а напряжение, равное нулю, достигает точки, удаленной от входа линии на расстояние x_2. Кривая распределения напряжения вдоль линии для этого момента времени изображена на рис. 5-3,*г*.

Аналогичным образом можно проследить процесс для последующих моментов времени $t_4=\frac{3}{4}T$; $t_5=T$; $t_6=\frac{5}{4}T$ (рис. 5-3, *д*, *е* и *ж*).

Таким образом, переменное напряжение распространяется вдоль линии, создавая переменное электрическое поле (рис. 5-4,*а*). Это переменное напряжение создает в проводах переменный ток, а последний, в свою очередь, — переменное магнитное поле вокруг проводов (рис. 5-4,*б*).

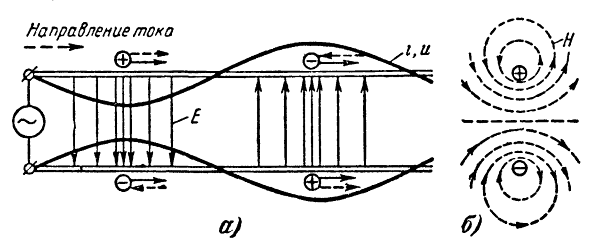


Рис. 5-4. Электрическое и магнитное поля линии.

Подключение источника переменной э. д. с. к бесконечной линии создает так называемые бегущие электромагнитные волны, распространяющиеся вдоль линии в одном направлении. Одновременно вдоль линии распространяются волны переменного тока и напряжения.

При распространении волн вдоль линии (рис. 5-3) значения напряжения, тока, напряженности электрического и магнитного полей на определенных расстояниях друг от друга повторяются. Расстояние между двумя ближайшими точками с одинаковыми значениями полей называют длиной электромагнитной волны.

Если в точке *А* (рис. 5-3) положительное максимальное значение напряжения было в момент времени t_2, то снова это значение напряжения будет в этой точке через время, равное периоду переменного напряжения источника.

За это время предыдущее максимальное значение переместится на расстояние

$$\lambda = vT. \tag{5-1}$$

Поскольку период переменного напряжения источника — величина обратная частоте $T=1/f$, то длина волны может быть подсчитана по формуле

$$\lambda = \frac{v}{f}, \tag{5-2}$$

или

$$\lambda = \frac{2\pi v}{\omega}. \qquad (5\text{-}3)$$

Напряжение генератора приходит в различные точки провода с запаздыванием, зависящим от расстояния этих точек от входа линии. Пусть в момент времени $t=0$, когда напряжение на генераторе максимально, в точке A никакого напряжения еще нет. Оно приходит в точку A через время $t_2 = \frac{T}{4}$, когда на генераторе напряжение падает до нуля. Иными словами, если напряжение на генераторе изменяется по закону

$$u = U \cos \omega t,$$

то в точке, расположенной на расстоянии x от входа линии, оно будет изменяться таким же образом, но с запаздыванием на промежуток времени

$$\Delta t = \frac{x}{v},$$

за который электромагнитная волна доходит до этой точки. Следовательно, напряжение в ней изменяется по закону

$$u_x = U \cos \omega \left(t - \frac{x}{v}\right). \qquad (5\text{-}4)$$

Выражение (5-4) называется уравнением бегущей волны. С его помощью можно, зафиксировав какой-нибудь момент времени t, найти распределение напряжения в данный момент времени вдоль линии или, зафиксировав некоторое значение координаты x, найти для данной точки зависимость напряжения от времени.

Из сказанного видно принципиальное отличие явлений в длинной линии от явлений, протекающих в катушках, конденсаторах или сопротивлениях. Для них характерно то, что фаза и амплитуда электрических колебаний в любых их точках одинаковы. В линиях, размеры которых соизмеримы с длиной волны, фаза колебаний в различных точках различна. Следовательно, «длинной» в электрическом отношении следует считать линию, длина которой соизмерима с длиной волны. Обычно приходится учитывать эффект запаздывания в приходе волны к концу линии, если ее длина превышает $0{,}1\,\lambda$.

Кроме того, в отличие от рассмотренных ранее систем, в которых можно было легко указать элементы, где сосредоточивается электрическая энергия (конденсаторы), и элементы, где сосредоточивается магнитная энергия (катушки индуктивности), в длинных линиях это сделать невозможно. В них по всей длине проводов запасается как электрическая, так и магнитная энергия.

Рассмотренные ранее системы принято называть системами с сосредоточенными параметрами. Длинная же линия представляет собой типичный пример системы с распределенными параметрами.

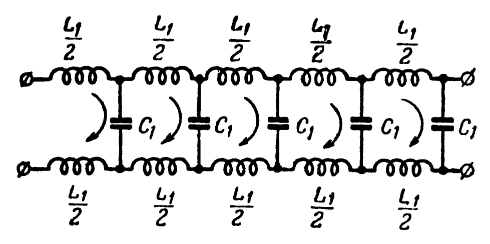


Рис. 5-5. Эквивалентная электрическая схема линии.

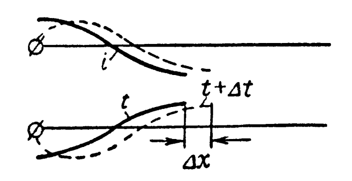


Рис. 5-6. Изменение распределения тока и напряжения в линии за малый отрезок времени.

Каждая единица длины провода обладает некоторой индуктивностью. Кроме того, противоположные участки проводов, разделенных диэлектриком, образуют своего рода конденсаторы, обладающие некоторой емкостью. Индуктивность L_1 и емкость C_1, приходящиеся на единицу длины линии, называются погонными индуктивностями и емкостями.

Разбив условно всю линию на элементарные участки, можно изобразить ее эквивалентную электрическую схему в виде последовательно соединенной цепочки ячеек, состоящих из индуктивностей L_1 и включенных между проводами емкостей C_1 (рис. 5-5). Эта эквивалентная схема позволяет выяснить целый ряд важных свойств и особенностей работы линий.

При распространении вдоль линии электромагнитной волны изменяется запас электрической и магнитной энергии в ее отдельных участках.

Если за малый промежуток времени Δt волна переместилась на расстояние Δx вдоль линии (рис. 5-6), которое настолько мало, что можно считать ток на всем участке линии Δx одинаковым, то приращение магнитного потока, вызванное пришедшей волной, на участке Δx будет равно

индуктивности участка, умноженной на приращение силы тока, которое в данном случае равно току, так как до прихода волны ток в линии отсутствовал.

$$\Delta\Phi = Li = L_1 \Delta x i.$$

Это изменение потока должно создать в участке провода э. д. с. самоиндукции

$$e = -\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = -L_1 i \frac{\Delta x}{\Delta t}. \qquad (5\text{-}5)$$

Под действием этой э. д. с. в распределенной емкости участка накапливается заряд

$$\Delta q = -eC = -eC_1 \Delta x.$$

Данный заряд приносится током i за рассматриваемый промежуток времени Δt

$$\Delta q = i\Delta t.$$

Сравнивая два последних равенства, получим:

$$e = \frac{-i}{C_1} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta x}. \qquad (5\text{-}6)$$

Приравнивая теперь выражения (5-5) и (5-6), получим:

$$\left(\frac{\Delta x}{\Delta t}\right)^2 = \frac{1}{L_1 C_1},$$

но $\frac{\Delta x}{\Delta t}$ — скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии. Следовательно,

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}. \qquad (5\text{-}7)$$

Скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии зависит от величин ее погонных емкости и индуктивности. Чем они больше, тем меньше скорость распространения волны.

Как показывает расчет, погонная емкость симметричной двухпроводной линии может быть найдена по формуле

$$C_1 = \frac{\varepsilon}{4 \ln \frac{2D}{d}} \cdot \frac{1}{9 \cdot 10^9} \ [\text{ф/м}], \qquad (5\text{-}8)$$

а погонная индуктивность по формуле

$$L_1 = 4\mu \ln \frac{2D}{d} 10^{-7} \ [\text{гн/м}], \qquad (5\text{-}9)$$

где D — расстояние между осями проводов;

d — диаметр проводов;

ε и μ — диэлектрическая и магнитная постоянные среды, окружающей провода.

Если подставить выражения (5-8) и (5-9) в формулу (5-7), то получим:

$$v = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \text{ [м/сек]}. \tag{5-10}$$

В вакууме $\varepsilon = \mu = 1$ и скорость распространения электромагнитных волн c составляет $3 \cdot 10^8$ *м/сек*. Скорость распространения электромагнитных волн вдоль проводов такая же, как и в свободном пространстве, и определяется диэлектрической постоянной ε и магнитной проницаемостью μ среды, окружающей провода.

Для проводов, разделенных воздушным промежутком, $\varepsilon \approx \mu \approx 1$ и

$$v \approx 3 \cdot 10^8 \text{ м/сек} = c.$$

При распространении бегущей волны линия поглощает всю энергию, отдаваемую ей генератором, ничего не возвращая обратно. Поэтому она представляет для генератора чисто активную нагрузку. Следовательно, ток и напряжение в линии при бегущей волне должны совпадать по фазе.

В каждом из участков длинной линии в индуктивности запасается энергия в виде энергии магнитного поля

$$E_L = \frac{L_1 \Delta x I_m^2}{2},$$

где I_m — амплитуда тока в линии.

Одновременно в емкости запасается энергия в виде энергии электрического поля:

$$E_C = \frac{C_1 \Delta x U_m^2}{2},$$

где U_m — амплитуда напряжения в линии.

Количества энергии, запасаемые индуктивностью и емкостью, должны быть равны, так как иначе линия представляла бы собой некоторую индуктивную или емкостную нагрузку для генератора. Следовательно,

$$\frac{L_1 \Delta x I_m^2}{2} = \frac{C_1 \Delta x U_m^2}{2},$$

откуда получаем:

$$\frac{U_m}{I_m} = W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \qquad (5\text{-}11)$$

Здесь W — входное сопротивление линии при бегущей волне, называемое волновым или характеристическим сопротивлением линии; оно имеет чисто активный характер.

Входное сопротивление линии при бегущей волне равно W в любых ее точках, так как какие бы точки линии мы ни взяли, справа от них находится та же бесконечная линия, входное сопротивление которой равно ее волновому сопротивлению.

Распределенная емкость и индуктивность линии зависят только от диаметра ее проводов и расстояния между ними. Следовательно, и волновое сопротивление целиком определяется конструктивными параметрами линии и не зависит от частоты генератора.

Подставляя выражения (5-8) и (5-9) в формулу (5-11), получим:

$$W = 276 \lg \frac{2D}{d}. \qquad (5\text{-}12)$$

Величины D и d выбираются из соображений конструктивного удобства, получения малых потерь, механической прочности и т. д. Для двухпроводных воздушных линий величина волнового сопротивления обычно лежит в пределах от 300 до 800 *ом*.

5-2. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ, РАЗОМКНУТЫХ НА КОНЦЕ

Для источника постоянного тока или токов низких частот линия конечной длины, разомкнутая на конце, в установившемся режиме всегда представляет собой бесконечно большое сопротивление. Для источников же высоких частот, для которых линия становится соизмеримой с длиной волны, ее сопротивление может иметь конечную и даже нулевую величину.

При рассмотрении явлений в линии конечной длины (рис. 5-7) более удобно вести отсчет расстояний от ее конца.

При подключении линии к источнику питания в ней распространяется электромагнитная волна, которую принято называть падающей.

Поскольку все изменения напряжения на входе линии передаются вдоль нее, то, начиная с некоторого момента времени, напряжение на конце, создаваемое падающей волной, будет изменяться по закону

$$u_{x=0} = U_m \cos \omega t. \tag{5-13}$$

Заряды, приходящие к концу линии, не могут идти дальше, и поэтому ток в конце линии

$$I_{x=0} = 0, \tag{5-14}$$

несмотря на наличие напряжения на конце линии.

Такие же условия создались бы на конце линии при подключении к нему генератора, работающего навстречу падающей волне и развивающего э. д. с., амплитуда и фаза которой такие же, как и у падающей волны. Действительно, при этом на заряды, находящиеся на конце, действовали бы в противоположных направлениях два одинаковых напряжения и тока в точке $x=0$ не было бы, несмотря на приходящие волны напряжения.

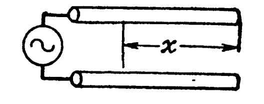


Рис. 5-7. Линия, разомкнутая на конце.

Поскольку все явления, происходящие на конце линии, со скоростью света передаются вдоль нее, то и во всей линии явления будут происходить так, как будто на ее конце включен генератор, создающий указанную выше э. д. с. Такой «генератор» создает в линии волну, бегущую от конца к началу и имеющую на конце такую же амплитуду и фазу, что и падающая волна. Эту волну принято называть отраженной волной.

Если падающая волна создает на конце напряжение, определяемое выражением (5-13), то напряжение в момент времени t в точке x будет создаваться волной, вышедшей из генератора позже на время

$$\Delta t = \frac{x}{c}.$$

Значит в точке x падающая волна создает напряжение

$$u_{x.\text{пад}} = U_m \cos \omega \left(t + \frac{x}{c}\right). \tag{5-15}$$

Одновременно в ту же точку приходит волна, отраженная от конца линии в момент времени, предшествующий мо-

менту t на время, необходимое для прохождения пути x. Она создает в данной точке напряжение

$$u_{x.\text{отр}} = U_m \cos\omega\left(t - \frac{x}{c}\right). \qquad (5\text{-}16)$$

Результирующее напряжение в этой точке равно сумме напряжений падающей и отраженной волны:

$$u_x = U_m\left[\cos\omega\left(t + \frac{x}{c}\right) + \cos\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)\right].$$

Пользуясь известной тригонометрической формулой

$$\cos\alpha + \cos\beta = 2\cos\frac{\alpha+\beta}{2}\cdot\cos\frac{\alpha-\beta}{2},$$

получим:

$$u_x = 2U_m \cos\frac{\omega}{c}x\cos\omega t. \qquad (5\text{-}17)$$

Так как

$$\omega = 2\pi/T \text{ и } T = \lambda/c,$$

то

$$\frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{Tc} = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

Поэтому

$$u_x = 2U_m \cos\frac{2\pi}{\lambda}x\cos\omega t. \qquad (5\text{-}18)$$

Это выражение называется уравнением стоячей волны напряжения.

Множитель, не зависящий от времени, стоящий перед членом $\cos\omega t$, выражает собой амплитуду колебательного процесса. В данном случае амплитуда напряжения меняется от точки к точке. На конце линии, где $x=0$

$$U_{x=0} = 2U_m,$$

т. е. амплитуда напряжения вдвое больше напряжения, создаваемого генератором, вследствие сложения падающей и отраженной волн. Принято говорить, что в точках, где амплитуда колебаний достигает максимума, находится пучность волны.

На расстоянии $x=0{,}25\lambda$ от конца линии амплитуда напряжения

$$U_{x=0{,}25\lambda} = 0,$$

т. е. в любой момент времени в этой точке напряжение будет равно нулю вследствие взаимного уничтожения падающей и отраженной волн. Принято говорить, что в точках,

где амплитуда колебаний становится минимальной, существует узел волны. В точке, удаленной от конца на расстояние $x=0{,}5\,\lambda$, амплитуда колебаний снова равна $2U_m$, и через каждые полволны значения напряжений повторяются (рис. 5-8). Если в режиме бегущей волны амплитуда напряжения во всех точках линии одинакова, то в режиме стоячих волн она изменяется от точки к точке от удвоенного значения до нуля. Изменения эти следуют периодически через полволны.

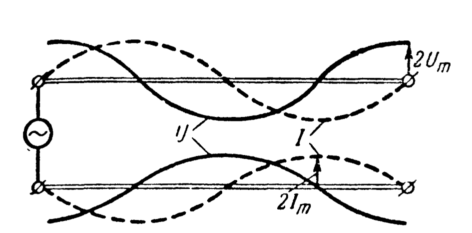


Рис. 5-8. Распределение амплитуд тока и напряжения вдоль проводов разомкнутой линии.

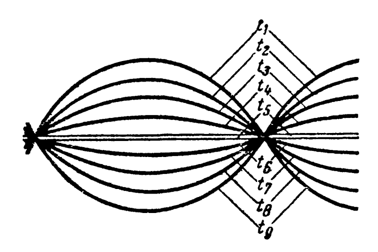


Рис. 5-9. Распределение мгновенных значений напряжения вдоль разомкнутой линии.

Необходимо обратить внимание на то, что график, изображенный на рис. 5-8, представляет собой не мгновенные значения напряжения в отдельных точках линий, а амплитуду колебаний, происходящих в этих точках, мгновенные же значения напряжений могут быть в пределах от нуля до амплитудного значения, изображенного на рис. 5-8. На рис. 5-9 приведены графики распределения мгновенных значений напряжения вдоль одного провода линии в моменты времени t_1, t_2, t_3 и т. д.

Аналогичным образом можно найти распределение тока в проводах разомкнутой линии. Поскольку падающая и отраженная волны являются бегущими волнами, то их токи совпадают по фазе с напряжениями. Поэтому на основании выражений (5-15) и (5-16) можно написать:

$$\left.\begin{aligned} i_{x.\text{пад}} &= I_m \cos\omega\left(t+\frac{x}{c}\right); \\ i_{x\,\text{отр}} &= I_m \cos\omega\left(t-\frac{x}{c}\right). \end{aligned}\right\} \tag{5-19}$$

Необходимо только учитывать, что отраженная волна напряжения создает ток, движущийся от конца линии к началу.

Поэтому токи $i_{x.\text{пад}}$ и $i_{x\,\text{отр}}$ проходят по линии в противоположных направлениях и

$$i_x = i_{x.\text{пад}} - i_{x\,\text{отр}}. \quad (5\text{-}20)$$

После преобразований, аналогичных рассмотренным, получим:

$$i_x = -2I_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \omega t. \quad (5\text{-}21)$$

Из этого выражения видно, что амплитуда тока также изменяется от точки к точке, но характер этого изменения иной, чем у напряжения. Так, на конце линии ($x=0$) ток всегда равен нулю, на расстоянии $x=0{,}25\,\lambda$ от конца линии амплитуда тока равна удвоенному значению тока генератора и т. д. Распределение амплитуд тока вдоль линии показано пунктиром на рис. 5-8. Легко видеть, что оно отличается от распределения амплитуд напряжения смещением на четверть волны

Если при наличии только бегущей волны входное сопротивление линий в любой ее точке одинаково и имеет активный характер, то при стоячей волне оно имеет реактивный характер и может быть различной величины.

Из рис. 5-8 видно, что входное сопротивление линии, равное отношению амплитуды напряжения к амплитуде тока, в различных точках линии неодинаково. Так, например, на расстоянии $0{,}25\,\lambda$ от конца линии амплитуда тока равна $2I_m$, а амплитуда напряжения — нулю. Следовательно, входное сопротивление здесь равно нулю. На расстоянии $0{,}5\,\lambda$ от конца линии ток равен нулю, а напряжение равно $2U_m$ и, следовательно, входное сопротивление линии равно бесконечности (если к какому-либо элементу подводится напряжение и оно не создает в нем тока, то это означает, что он обладает бесконечно большим сопротивлением).

Эти значения входного сопротивления повторяются периодически через полволны. В промежуточных точках входное сопротивление может принимать любые промежуточные значения от нуля до бесконечности.

Поскольку разомкнутая линия без потерь не поглощает энергии, а только в течение некоторой части периода запасает ее, а затем возвращает обратно источнику, то она представляет для генератора чисто реактивную нагрузку.

Если разделить выражение для амплитуды напряжения (5-18) на выражение для амплитуды тока (5-21), то по-

лучим значение входного сопротивления разомкнутой линии:

$$X_{вх} = -\frac{U_m}{I_m} \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} x$$

Учитывая, что отношение амплитуд напряжения и тока представляет собой волновое сопротивление линии, получим:

$$X_{вх} = -W \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} x. \tag{5-22}$$

Из графика зависимости входного сопротивления линии без потерь от ее длины (рис. 5-10) видно, что входное сопротивление линии может иметь любое значение от $+\infty$ до $-\infty$, т. е. в зависимости от длины линия может быть эквивалентна любой индуктивности или емкости.

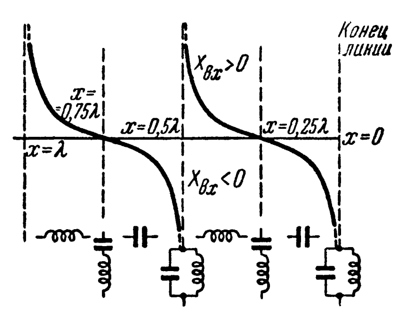


Рис. 5-10. График зависимости входного сопротивления разомкнутой линии от ее длины.

В тех точках, в которых реактивное сопротивление линии становится равным нулю или бесконечности, она по своим свойствам подобна колебательному контуру без потерь соответственно при резонансе напряжений или токов.

По сравнению с обычным колебательным контуром линия имеет ряд существенных особенностей. Ее реактивное входное сопротивление становится равным нулю или бесконечности не на одной волне, как у обычного колебательного контура, а на бесконечной последовательности волн, целое число четвертей которых укладывается в линии, т. е. линия имеет бесконечное множество резонансных частот.

Изменяя длину линии, можно менять ее резонансную частоту, т. е. перестраивать ее с одной волны на другую. Поэтому такую линию часто называют настраиваемой. Так как распределение тока и напряжения вдоль линии при стоячей волне различно, то электрическая и магнитная энергии распределяются между различными участками линии неравномерно. У разомкнутой линии участок около конца линии обладает бóльшим запасом электрической

энергии, чем магнитной, так как напряжение между проводами велико, а ток в них мал, а участок, в пределах которого амплитуда тока близка к максимальной, обладает бо́льшим запасом магнитной энергии, чем электрической. Если в линии со стоячими волнами укладывается целое число четвертей волн, то запасы электрической и магнитной энергий в ней будут равны, и она будет иметь активное сопротивление. Если же такую линию несколько укоротить или удлинить, то ее входное сопротивление станет реактивным. Характер его будет определяться преобладанием того или иного вида энергии, запасенной в отрезанном (прибавленном) участке.

5-3. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ, КОРОТКОЗАМКНУТЫХ НА КОНЦЕ

Как и в линии с разомкнутым концом, все особенности режима работы короткозамкнутой линии определяются условиями, создающимися на ее конце. Вследствие короткого замыкания проводов на конце линии между ними на конце линии нет разности потенциалов, т. е.

$$U_{x=0}=0.$$

На конце линии были бы те же условия при незамкнутых проводах и подключении к ним генератора, создающего напряжение, равное по величине и противоположное по знаку напряжению падающей волны. Такой «генератор» создает в линии отраженную волну напряжений, имеющую на конце фазу, противоположную фазе падающей волны. Поэтому при определении распределения напряжения в линии надо в выражении (5-16) вместо знака плюс поставить знак минус.

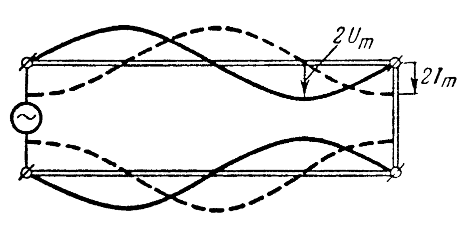


Рис. 5-11. Распределение амплитуды напряжения и тока вдоль короткозамкнутой линии.

Аналогично переворачивается фаза волны тока, распространяющегося в направлении, противоположном падающей волне. Поскольку изменение фазы на 180° равносильно изменению направления тока на обратное, то это означает, что токи падающей и отраженной волн совпадают по фазе, и в выражении (5-20) знак минус должен быть за-

менен на знак плюс. Иными словами, в случае короткого замыкания распределение тока получится таким, каким было распределение напряжения в разомкнутой линии, а распределение напряжения — таким, каким было распределение тока. Поэтому, не повторяя выводов предыдущего параграфа, можно написать:

$$u_x = -2U_m \sin\frac{2\pi}{\lambda}x \cdot \sin\omega t. \tag{5-23}$$

$$i_x = 2I_m \cos\frac{2\pi}{\lambda}x \cdot \cos\omega t. \tag{5-24}$$

Сдвиг по фазе тока и напряжения на четверть периода (рис. 5-11) указывает на реактивный характер входного сопротивления линии.

В этом случае входное сопротивление линии

$$X_{\text{вх}} = W \operatorname{tg}\frac{2\pi}{\lambda}x. \tag{5-25}$$

Выражение (5-25) * показывает, что линия может иметь входное сопротивление реактивного характера любой величины от $+\infty$ до $-\infty$, т. е. представлять собой любую емкость или индуктивность. При длине короткозамкнутой линии $0{,}25\lambda$, $0{,}75\lambda$, $1{,}25\lambda$ и т. д. ее входное сопротивление равно бесконечности. При этом она ведет себя, как идеальный параллельный контур, настроенный в резонанс. Для генератора, работающего с частотой, при которой в линии укладывается несколько больше целого нечетного числа четвертей волн, она представляет емкостное сопротивление, а для генератора, работающего с частотой, при которой в линии уложится несколько меньше, чем целое нечетное число четвертей волн, — индуктивное сопротивление.

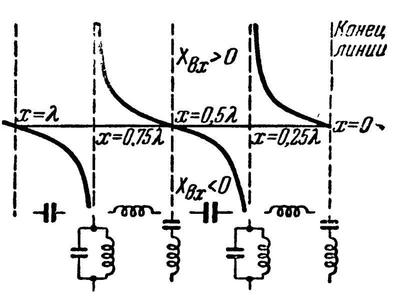


Рис. 5-12. График зависимости входного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины.

---

* Для того чтобы при этом не нарушалась принятая условность и индуктивному сопротивлению соответствовал знак «+», а емкостному — знак «—», в выражении (5-25) изменен знак.

При длине линии 0,5λ, 1λ, 1,5λ и т. д. ее входное сопротивление равно нулю, и линия ведет себя аналогично идеальному последовательному контуру, настроенному в резонанс. Сопротивление ее генератору, создающему колебания с частотой, меньше резонансной, имеет емкостный характер, а сопротивление генератору, частота которого больше резонансной, — индуктивный характер.

На графике зависимости входного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины (рис. 5-12) указаны области, в которых линия эквивалентна последовательному или параллельному контуру, емкости или индуктивности.

Сравнение рис. 5-10 и 5-12 показывает, что короткозамкнутые и разомкнутые линии взаимозаменяемы. Их свойства совпадают, если длина одной из них больше или меньше другой на четверть длины волны.

5-4. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, ЗАМКНУТЫХ НА КОНЦЕ НА РЕАКТИВНУЮ НАГРУЗКУ

Если подключить к концу разомкнутой линии емкость или индуктивность, то из-за отсутствия потерь энергии на конце линии в ней установятся стоячие волны, а ее входное сопротивление будет иметь чисто реактивный характер. В линии при этом изменится только распределение амплитуд стоячих волн. Если на конце разомкнутой линии ток всегда был равен нулю, то теперь этого не будет, так как через емкость или индуктивность, на которые нагружена линия, будет течь некоторый ток.

Для выяснения характера распределения стоячих волн при нагрузке линии на реактивное сопротивление удобно заменить включенную на конце нагрузку соответствующим отрезком разомкнутой линии.

Из графиков, приведенных на рис. 5-10, находим длину эквивалентного отрезка линии, реактивное сопротивление которого равно сопротивлению нагрузки, и присоединяем его мысленно к концу линии вместо нагрузки. На получившейся удлиненной разомкнутой линии строим распределение токов и напряжений. Та часть графика, которая расположится на реальном участке, и будет представлять новое распределение стоячих волн в линии.

Рассмотрим сначала случай, когда на конце линии включена емкость (рис. 5-13). Вследствие того, что включение емкости эквивалентно удлинению разомкнутой линии на величину менее 0,25λ, первый от конца минимум напря-

жения (или максимум тока) приблизится к концу линии, но будет находиться перед ним. Таким образом, в конце линии находятся нисходящая часть кривой напряжения (если идти по направлению к началу линии) и восходящая часть кривой тока.

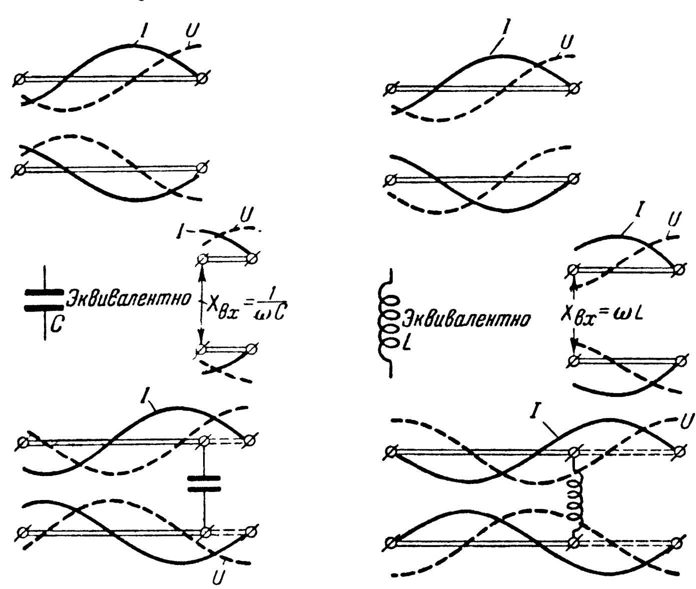


Рис. 5-13. Распределение амплитуд напряжения и тока вдоль линии, нагруженной на емкость.

Рис. 5-14. Распределение амплитуд тока и напряжения вдоль линии, нагруженной на индуктивность.

При индуктивной нагрузке эквивалентное удлинение больше 0,25λ, и минимум напряжения сместится за конец линии. Поэтому в конце линии окажутся восходящая часть кривой напряжения и нисходящая часть кривой тока (рис. 5-14).

Зная распределение тока и напряжения вдоль линии, а также ее волновое сопротивление, можно определить величину и характер нагрузки, включенной на конце.

5-5. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, НАГРУЖЕННЫХ НА АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

В тех случаях, когда длинная линия используется для передачи высокочастотной энергии, нагрузку, включаемую на ее конце, следует подбирать так, чтобы она полностью

поглощала энергию, приносимую падающей волной, и не создавала в линии отраженной волны.

Для этого необходимо, чтобы нагрузка имела чисто активный характер. Величину нагрузки можно определить из рассмотрения явлений в бесконечно длинной линии,

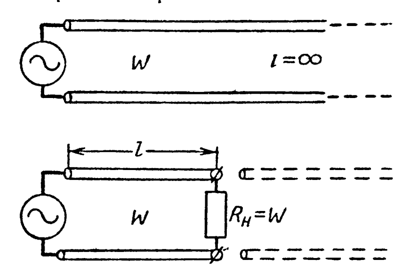


Рис. 5-15. Замена бесконечной линии активным сопротивлением, равным ее волновому сопротивлению.

Рис. 5-16. Линия, нагруженная на произвольное активное сопротивление.

проведенного в § 5-1. Входное сопротивление бесконечной линии равно ее волновому сопротивлению. Следовательно, если разрезать такую линию и заменить ее бесконечно длинную часть активным сопротивлением, равным волновому сопротивлению (рис. 5-15), то явления в оставшейся части линии конечной длины не изменятся, т. е. в ней будут распространяться бегущие волны, энергия которых полностью поглотится нагрузкой. Такую линию называют согласованной с нагрузкой. При любых других сопротивлениях нагрузки часть энергии не будет поглощаться и в линии возникнут отраженные волны.

При амплитуде падающей волны напряжения $U_{\text{п}m}$ амплитуда падающей волны тока во всех точках линии

$$I_{\text{п}m}=\frac{U_{\text{п}m}}{W}. \qquad (5\text{-}26)$$

На конце линии падающая волна напряжения создает ток

$$I_{\text{н}m}=\frac{U_{\text{п}m}}{R_{\text{н}}}. \qquad (5\text{-}27)$$

Такой ток мог бы проходить на конце линии, если бы к концу линии был присоединен генератор переменного тока (рис. 5-16), создающий ток, равный разности токов падающей волны и тока на конце линии:

$$I_{\text{о}m}=I_{\text{н}m}-I_{\text{п}m}=\frac{U_{\text{п}m}(W-R_{\text{н}})}{R_{\text{н}}W}. \qquad (5\text{-}28)$$

Такой генератор создал бы в линии волну тока и напряжения, распространяющуюся от конца линии к ее началу, т. е. — отраженную волну.

Для данного генератора нагрузкой R_0 является параллельное соединение сопротивления, включенного на конце, и входного сопротивления линии, которое, если нет отражений от начала, равно волновому сопротивлению линии. Следовательно,

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_н} + \frac{1}{W}. \tag{5-29}$$

Откуда сопротивление нагрузки для генератора, включенного на конце,

$$R_0 = \frac{R_н W}{R_н + W}. \tag{5-30}$$

Поэтому амплитуда напряжения, создаваемого этим генератором на конце линии, т. е. напряжение отраженной волны

$$U_{om} = I_{0m} R_0 = I_{0m} \frac{R_н W}{R_н + W}. \tag{5-31}$$

Из выражений (5-28), (5-30) и (5-31) получаем:

$$U_{om} = U_{пm} \frac{W - R_н}{R_н + W},$$

откуда можно определить коэффициент отражения в линии

$$p = \frac{U_{om}}{U_{пm}} = \frac{W - R_н}{R_н + W}. \tag{5-32}$$

Если на конце включено сопротивление, равное волновому сопротивлению линии, то

$$I_{нm} = I_{пm}, \text{ а } I_{om} = 0,$$

отражение в линии отсутствует, и согласно формуле (5-32) коэффициент отражения равен нулю.

В тех случаях, когда сопротивление на конце больше волнового сопротивления линии, в нем протекает ток $I_{нm} < I_{пm}$, и, следовательно, ток кажущегося генератора на конце должен вычитаться из тока падающей волны, т. е. иметь противоположную фазу. Поэтому на конце возникает узел тока.

Знак напряжения отраженной волны всегда противоположен знаку тока отраженной волны. Действительно, если положительная полуволна напряжения падающей волны заставляет заряды в верхнем проводе двигаться к нагрузке, то положительная полуволна напряжения отраженной волны заставляет заряды в верхнем проводе двигаться к началу линии, т. е. в отрицательном направлении (рис. 5-17). Таким образом, на конце будет создаваться пучность напряжения.

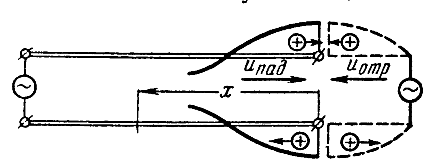


Рис. 5-17. Падающая и отраженная волны напряжения, вызывающие перемещение зарядов в противоположных направлениях.

Если сопротивление нагрузки на конце меньше волнового сопротивления линии, то $I_{нm} > I_{пm}$, и ток кажущегося генератора на конце увеличивает ток падающей волны, что происходит, когда их фазы совпадают. Поэтому в данном случае на конце будет существовать пучность тока и, следовательно, узел напряжения.

Узлы чередуются с пучностями через каждые четверть волны, поскольку падающая волна на этом расстоянии увеличивает фазу на $\frac{\pi}{2}$, а отраженная волна на столько же ее уменьшает (или наоборот). Поэтому они будут складываться с противоположными фазами нежели на расстояниях в четверть волны от данной точки линии.

В отличие от случая реактивной нагрузки при активной нагрузке часть энергии всегда поглощается нагрузкой и в линии, кроме стоячих волн, всегда присутствуют бегущие волны, переносящие эту энергию. Поэтому амплитуды токов и напряжений никогда не будут достигать в пучностях удвоенного значения амплитуды бегущей волны, а в узлах — нулевого значения (за исключением двух крайних случаев, когда $R_н = 0$ и $R_н = \infty$, которые соответствуют рассмотренным ранее случаям короткого замыкания линии и линии, разомкнутой на конце)

Чем ближе значение сопротивления нагрузки к волновому сопротивлению линии, тем меньше отражение от конца, меньше амплитуда стоячих волн и больше амплитуда бегущей волны, т. е. тем лучше согласование линии с нагрузкой. Это можно проследить по серии графиков распре-

деления напряжения в линии при различных значениях сопротивления нагрузки (рис. 5-18).

Распределение напряжения или тока в линии со стоячими и бегущими волнами принято характеризовать коэффициентом бегущей волны, равным отношению напряжений или токов в узле и пучности:

$$k=\frac{U_{\text{мин}}}{U_{\text{макс}}}=\frac{I_{\text{мин}}}{I_{\text{макс}}}.$$

В случае бегущих волн $k=1$, а в случае стоячих волн $k=0$. Коэффициент бегущей волны характеризует степень рассогласования линии с нагрузкой. Поскольку узел возникает там, где отраженная волна вычитается из падающей, а пучность там, где они складываются, то

$$U_{\text{макс}}=U_{\text{п}}+U_{\text{о}};$$

$$U_{\text{мин}}=U_{\text{п}}-U_{\text{о}}.$$

Поэтому коэффициенг бегущей волны

$$k=\frac{U_{\text{п}}-U_{\text{о}}}{U_{\text{п}}+U_{\text{о}}}.$$

Разделив числитель и знаменатель на $U_{\text{п}}$, получим:

$$k=\frac{1-\frac{U_{\text{о}}}{U_{\text{п}}}}{1+\frac{U_{\text{о}}}{U_{\text{п}}}}=\frac{1-p}{1+p}.$$

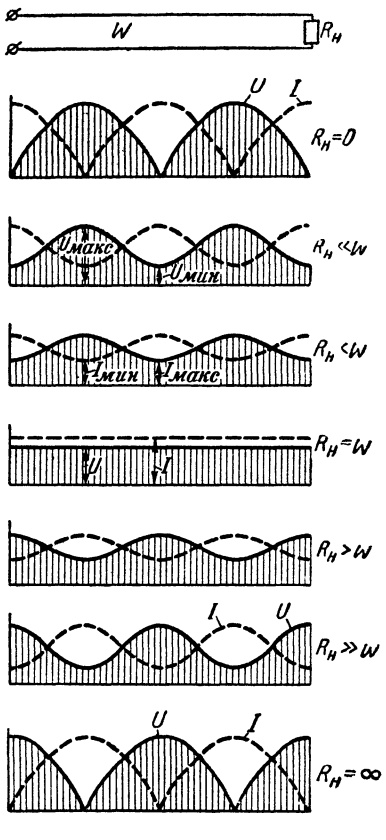


Рис. 5-18. Распределение тока и напряжения в линии, нагруженной на различные по величине активные сопротивления.

Подставим выражение для коэффициента отражения

$$p=\frac{W-R_{\text{н}}}{W+R_{\text{н}}},$$

откуда

$$k=\frac{R_{\text{н}}}{W}.$$

Из формулы (5-32) видно, что при $R_н < W$ коэффициент отражения становится отрицательным. Это означает изменение фазы отраженной волны на обратную (по сравнению со случаем, когда $R_н > W$), т. е.

$$p = \frac{R_н - W}{W + R_н}.$$

Подставляя эти равенства в общее выражение коэффициента бегущей волны, получим для случая, когда $W < R_н$,

$$k = \frac{W}{R_н}.$$

Следовательно, коэффициент бегущей волны показывает, во сколько раз сопротивление нагрузки больше или меньше волнового сопротивления линии. Определив его экспериментальным путем, легко ответить на вопрос, во сколько раз нужно изменить сопротивление нагрузки или волновое сопротивление линии для того, чтобы получить полное согласование.

На практике часто пользуются обратной величиной

$$\frac{1}{k} = \frac{U_{макс}}{U_{мин}},$$

называемой коэффициентом стоячей волны.

Так как условие согласования линии с нагрузкой состоит в том, что последняя должна иметь чисто активный характер и быть равной волновому сопротивлению линии, то можно соединить две линии, не создавая в месте соединения отражений энергии, только если их волновые сопротивления равны, и к линии можно присоединить две другие линии, соединенные параллельно друг с другом, если волновые сопротивления каждой из присоединяемых линий в 2 раза больше волнового сопротивления основной линии.

5-6. КОЛЕБАНИЯ В ЛИНИЯХ, НАГРУЖЕННЫХ НА КОМПЛЕКСНУЮ НАГРУЗКУ

В общем случае, когда на конце линии включена смешанная нагрузка, состоящая из активного и реактивного сопротивления, на конце линии часть энергии поглощается, а часть отражается, и в линии одновременно существуют стоячие и бегущие волны, а ее входное сопротивление имеет как активную, так и реактивную составляющую.

При наличии отражения ток в произвольной точке линии, отстоящей на расстояние x от ее конца, представляет собой сумму токов падающей и отраженной волны:

$$i_x = i_{x.\text{п}} + i_{x\text{о}} = I_{\text{п}m} \cos \omega\left(t + \frac{x}{c}\right) + I_{\text{о}m} \cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right], \quad (5\text{-}33)$$

где φ — угол дополнительного сдвига фаз, вызванный отражением волн от комплексной нагрузки.

Вследствие того, что отражается только часть энергии падающей волны, амплитуда отраженной волны составляет некоторую долю от амплитуды падающей волны

$$I_{\text{о}m} = pI_{\text{п}m}. \quad (5\text{-}34)$$

Множитель p, выражающий отношение амплитуды отраженной волны к амплитуде падающей, называется коэффициентом отражения.

Поскольку падающая и отраженная волны являются бегущими, то линия представляет для них сопротивление, равное волновому. Поэтому напряжение, создаваемое током падающей волны, равно:

$$u_{x\,\text{п}} = i_{x\,\text{п}} W = WI_{\text{п}m} \cos \omega\left(t + \frac{x}{c}\right).$$

Знак напряжения, создаваемого током отраженной волны, как было показано в предыдущем параграфе, всегда противоположен знаку тока. Поэтому

$$u_{x.\text{о}} = -Wi_{x.\text{о}} = -WI_{\text{о}m} \cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right],$$

и результирующее напряжение в произвольной точке линии

$$u_x = u_{x\,\text{п}} + u_{x\,\text{о}} = W\left\{I_{\text{п}m} \cos \omega\left(t + \frac{x}{c}\right) - I_{\text{о}m} \cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right]\right\}. \quad (5\text{-}35)$$

Выражения (5-33) и (5-35) позволяют найти отношение напряжения к току в точке x

$$\frac{u_x}{i_x} = W \frac{I_{\text{п}m} \cos \omega\left(t + \frac{x}{c}\right) - I_{\text{о}m} \cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right]}{I_{\text{п}m} \cos \omega\left(t + \frac{x}{c}\right) + I_{\text{о}m} \cos\left[\omega\left(t - \frac{x}{c}\right) \pm \varphi\right]}. \quad (5\text{-}36)$$

В качестве примера рассмотрим случай нагрузки четвертьволновой линии на чисто активное сопротивление.

Подставляя в общее выражение (5-36) $l = 0{,}25\lambda$ и $\varphi = 0$, получим:

$$\frac{u_{вх}}{i_{вх}} = W \frac{I_{пm}\cos\omega\left(t + \frac{T}{4}\right) - I_{om}\cos\omega\left(t - \frac{T}{4}\right)}{I_{пm}\cos\omega\left(t + \frac{T}{4}\right) + I_{om}\cos\omega\left(t - \frac{T}{4}\right)}.$$

Так как $\cos(\omega t + 90^\circ) = -\sin\omega t$ и $\cos(\omega t - 90^\circ) = \sin\omega t$, то после сокращения числителя и знаменателя на $\sin\omega t$ найдем, что

$$Z_{вх} = W\frac{I_{пm} + I_{om}}{I_{пm} - I_{om}} = W\frac{1 + p}{1 - p}. \qquad (5\text{-}37)$$

Подставив значение коэффициента отражения из формулы (5-32), получим

$$Z_{вх} = R_{вх} = \frac{W^2}{R_н}. \qquad (5\text{-}38)$$

Равенство (5-36) справедливо для любой точки линии и в любой момент времени. Напишем его для момента времени $t = 0$ для конца линии, т. е. при $x = 0$, где входное сопротивление линии должно равняться сопротивлению ее нагрузки:

$$Z_{x=0} = Z_н = W\frac{I_{пm} - I_{om}\cos\varphi}{I_{пm} + I_{om}\cos\varphi}.$$

Отсюда относительное сопротивление нагрузки

$$\frac{Z_н}{W} = \frac{I_{пm} - I_{om}\cos\varphi}{I_{пm} + I_{om}\cos\varphi} = \frac{1 - p\cos\varphi}{1 + p\cos\varphi}. \qquad (5\text{-}39)$$

Вычитая единицу из обеих частей равенства, получаем:

$$\frac{Z_н}{W} - 1 = \frac{-2p\cos\varphi}{1 + p\cos\varphi}.$$

Прибавляя единицу к обеим частям равенства, получим:

$$\frac{Z_н}{W} + 1 = \frac{2}{1 + p\cos\varphi}.$$

Разделив последние два равенства друг на друга, найдем:

$$\frac{Z_н - W}{Z_н + W} = -p\cos\varphi. \qquad (5\text{-}40)$$

Полученная формула связывает величину коэффициента отражения с сопротивлением нагрузки. Поскольку волновое сопротивление линии имеет чисто активный характер, то коэффициент отражения может быть равен нулю только, если сопротивление нагрузки также имеет чисто активный характер и равно волновому сопротивлению.

Для облегчения рассмотрения процессов, происходящих в длинных линиях, нагруженных на произвольную нагрузку, А. И. Вольпертом была построена специальная номограмма (рис. 5-19).

На этой номограмме нанесены в относительных единицах:

1) кривые, вдоль которых сохраняется неизменной величина реактивного сопротивления $\pm\frac{x}{W}$ (кривые, расходящиеся веером из нижней точки номограммы); соответствующие им значения $\frac{x}{W}$ отложены в месте пересечения кривых с большой окружностью;

2) кривые, вдоль которых сохраняется неизменной активная составляющая сопротивления $\frac{R}{W}$ (окружности, проходящие через нижнюю точку номограммы); соответствующие им величины отношений $\frac{R}{W}$ отложены на диаметре большой окружности;

3) кривые, которым соответствует постоянное значение коэффициента бегущей (стоячей) волны, имеющие вид концентрических окружностей, нанесенных пунктиром; соответствующие им значения коэффициентов следует читать по шкале, нанесенной на окружности, соответствующей $\frac{R}{W}=1{,}0$;

4) на внешней окружности нанесены в относительном масштабе $\frac{l}{\lambda}$ размеры линии $\left(\text{поскольку картина распределения токов и напряжений в линии повторяется через каждые полволны, то достаточно ограничиться рассмотрением только полуволновой линии, поэтому вся окружность соответствует } \frac{l}{\lambda}=0{,}5\right)$.

С помощью данной номограммы можно легко решить две основные задачи, которые возникают при конструировании антенно-фидерной системы: 1) по данному сопро-

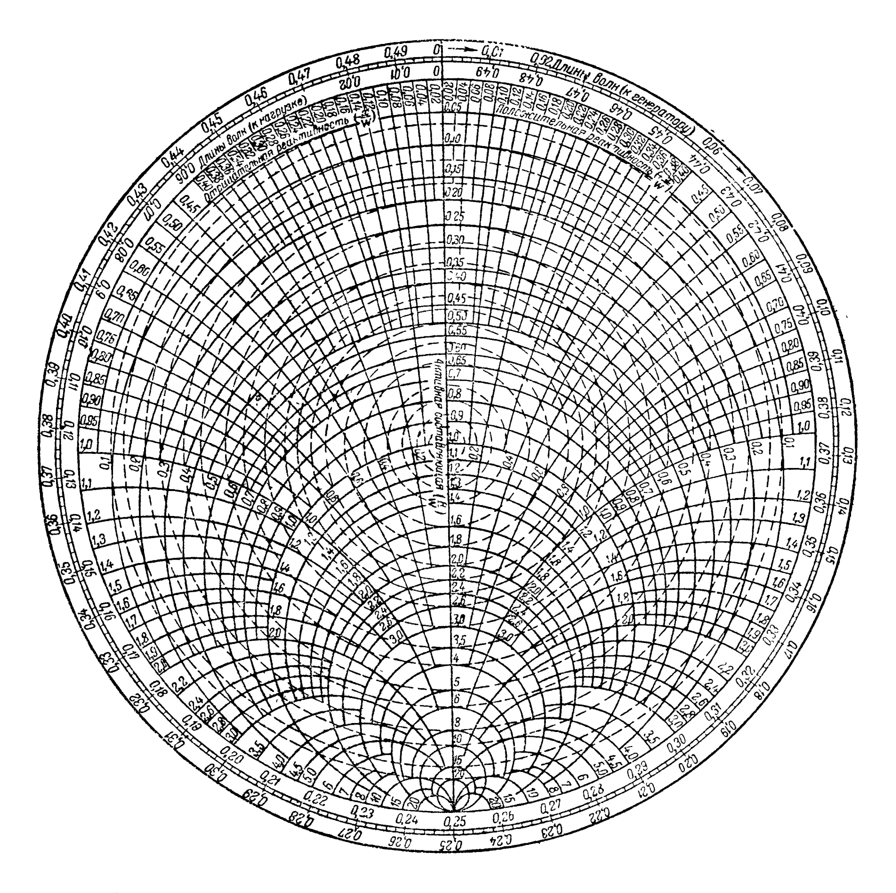


Рис. 5-19. Номограмма Вольперта для расчета сопротивлений нагрузки линии и ее входного сопротивления.

тивлению нагрузки и волновому сопротивлению линии найти коэффициент бегущей волны в линии и входное сопротивление линии; 2) по картине распределения напряжения в линии и известному волновому сопротивлению линии определить сопротивление нагрузки.

Рассмотрим порядок решения первой задачи.

Находим точку на номограмме, соответствующую заданному активному и реактивному сопротивлению нагрузки, т. е. $\frac{R_н}{W}$ и $\frac{X_н}{W}$. Она лежит на пересечении кривых

$$\frac{R_н}{W} = \text{const} \text{ и } \pm \frac{X_н}{W} = \text{const}.$$

Из центра номограммы через найденную точку проводим радиус до пересечения с внешней окружностью. К точке пересечения радиуса с большой окружностью прибавляем дугу, соответствующую относительной длине линии, в сторону движения часовой стрелки. Из найденной точки на внешней окружности проводим радиус к ее центру.

Окружность постоянного коэффициента бегущей волны, проходяшая через точку, соответствующую сопротивлению нагрузки, при пересечении со вторым радиусом даст точку, выражающую входное сопротивление линии. Сама же окружность даст значение коэффициента бегущей волны, устанавливающейся в линии.

Вторая задача решается следующим образом.

Находим пунктирную окружность, соответствующую коэффициенту бегущей волны в линии. На дуге большой окружности находим точку, соответствующую относительному расстоянию от нагрузки до первого минимума напряжения в линии. Это расстояние отсчитываем от нуля в направлении против часовой стрелки. Соединяем найденную точку с центром окружности. Точка пересечения радиуса с окружностью постоянного коэффициента бегущей волны дает величину сопротивления нагрузки, которое определяется по кривым постоянного активного и реактивного сопротивления, проходящим через данную точку.

5-7. РЕАЛЬНЫЕ ЛИНИИ С ПОТЕРЯМИ ЭНЕРГИИ

До сих пор мы рассматривали только идеальные линии, считая, что тепловые потери и утечки в них отсутствуют. Реальные линии по своим свойствам близки к идеальным и на практике чаще всего пользуются для расчета формулами, выведенными для идеальных линий. При этом результаты расчета тем точнее, чем короче линия, больше диаметр проводов и лучше изоляция. Однако в некоторых случаях пренебрежение потерями в линии приводит к значительным ошибкам.

При бегущих волнах потери приводят к постепенному уменьшению амплитуд тока и напряжения вдоль линии. При наличии в линии стоячих волн амплитуды напряжения и тока на отдельных ее участках резко возрастают, что приводит к значительному увеличению потерь в проводах линии (на нагрев проводов, за счет утечек тока через изоляторы, потерь в диэлектрике и т. д.). В результате этого к. п. д. линии значительно снижается. Поэтому для

передачи энергии всегда желательно иметь линию с возможно бо́льшим коэффициентом бегущей волны.

Наличие потерь приводит к тому, что входное сопротивление линии, помимо реактивной составляющей, всегда имеет еще и активную составляющую. Поэтому при резонансе напряжений, как и у колебательных систем с сосредоточенными постоянными, входное сопротивление линии не равно нулю, а при резонансе токов не становится бесконечно большим.

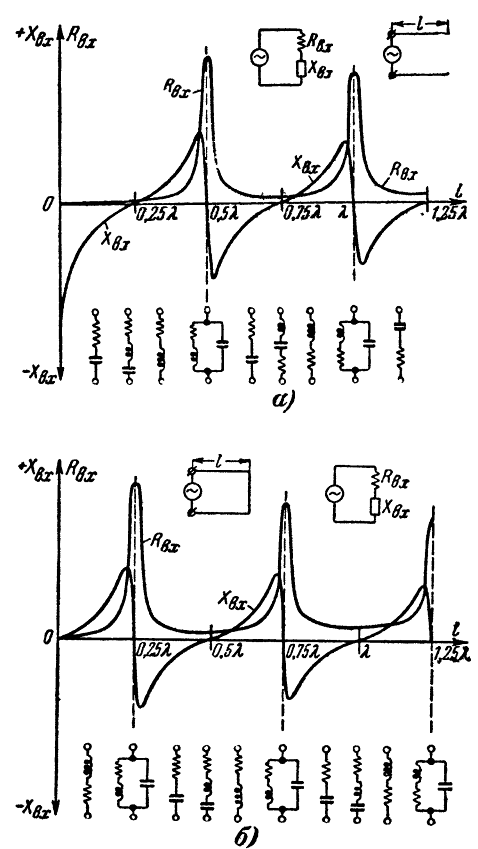


Рис. 5-20. График зависимостей активной и реактивной составляющей входного сопротивления разомкнутых и короткозамкнутых линий с потерями от ее длины.

Сравнение графика зависимостей входного сопротивления разомкнутой и короткозамкнутой линии с потерями от ее длины (рис. 5-20) с графиками для идеальных линий (рис. 5-10 и 5-12) показывает, что в результате наличия потерь в линии:

1) входное сопротивление линии имеет активную составляющую, которая при резонансе напряжений возрастает с увеличением длины линии, а при резонансе токов — уменьшается, причем резонансная характеристика линии становится менее острой;

2) закон изменения реактивной составляющей входного сопротивления линии мало отличается от изменения реактивной составляющей входного сопротивления идеальной линии за исключением области непосредственно вбли-

зи резонанса; в этой области величина реактивного сопротивления не стремится к бесконечности, а резко падает до нуля и затем также резко возрастает, изменив свой знак (при резонансе реактивное сопротивление линии всегда равно нулю).

Следовательно, за исключением указанной области около резонанса для расчета реактивной части входного сопротивления линии можно пользоваться формулами идеальной линии (5-22) или (5-25).

Необходимо отметить, что при резонансе токов входное сопротивление линии в сотни, а иногда и в тысячи раз

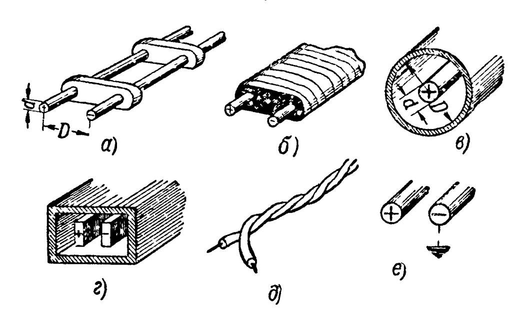


Рис. 5-21. Конструкции линий.

больше входного сопротивления линии при резонансе напряжений. Поэтому нагрузка источника, питающего линию, с изменением длины волны может резко изменяться.

Существует большое число различных конструкций линий (рис. 5-21). На рис. 5-21,*а* показана двухпроводная симметричная воздушная линия. Диаметр ее проводов и расстояние между ними выбирают в зависимости от мощности источника, к которому она подключается, и требуемого волнового сопротивления, которое для линий такого вида практически удается получить в пределах 300—800 *ом*. Расчет волнового сопротивления линии в зависимости от расстояния между проводами при заданном их диаметре проводят по графику (рис. 5-22). Желательно, чтобы провода линии были эмалированными для предохранения от коррозии. Подобные линии просты и применяются на волнах вплоть до метрового диапазона.

На работу открытых линий значительное влияние оказывают климатические условия. При большой влажности или обледенении потери возрастают в несколько раз. Однако даже в самых неблагоприятных случаях потери при ре-

жиме бегущей волны оказываются весьма малыми и практически их можно не учитывать.

Потери в линии можно уменьшить, увеличив диаметр проводов, но при этом возрастает их вес.

При работе двухпроводной воздушной линии в режиме стоячих волн потери энергии возрастают по сравнению с режимом бегущей волны иногда более чем в 5 раз. Поэтому, если длина линии составляет несколько длин волн, приходится учитывать потери. Возрастание напря-

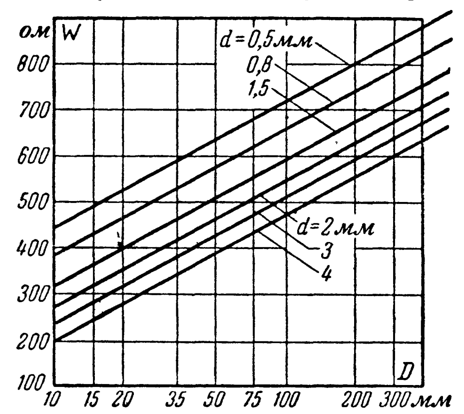


Рис. 5-22. График для расчета волнового сопротивления симметричной двухпроводной воздушной линии.

жения заставляет обратить особое внимание на изоляцию проводов.

Реже встречаются двухпроводные линии, провода которых проходят в диэлектрике (рис. 5-21,*б*). Подобные линии обычно обладают волновым сопротивлением порядка 50—300 *ом*, что очень удобно для согласования их с целым рядом антенн. Преимуществом таких линий является также то, что они не подвержены влиянию климатических условий и удобны для монтажа; их основной недостаток— большие потери вследствие значительных диэлектрических потерь в изоляции.

Коаксиальная линия (коаксиальный кабель) представляет собой пример несимметричной линии (рис. 5-21,*в*). В нем один провод помещен внутри второго, выполненного обычно в виде гибкой металлической оплетки. Напряжение от источника подводится к внешнему и внутреннему проводам кабеля. Электромагнитное поле ограничено про-

странством внутри кабеля благодаря экранирующему действию внешнего провода, что является существенным преимуществом коаксиальной линии. Внешний провод может быть заземлен.

Основной недостаток коаксиальных кабелей заключается в том, что они обладают большими потерями в диэлектрике. Наименьшими потерями обладают коаксиальные кабели с чешуйчатыми керамическими изоляторами или диэлектрическими шайбами, располагаемыми на некотором расстоянии друг от друга.

Волновое сопротивление коаксиальной линии

$$W = 138 \lg \frac{D}{d}, \qquad (5\text{-}41)$$

где D — внутренний диаметр внешнего провода;
d — диаметр внутреннего провода.

Расчет волнового сопротивления коаксиальной линии проводят по графику (рис. 5-23). Стандартные кабели, выпускаемые промышленностью, имеют волновое сопротивление 40—150 *ом*.

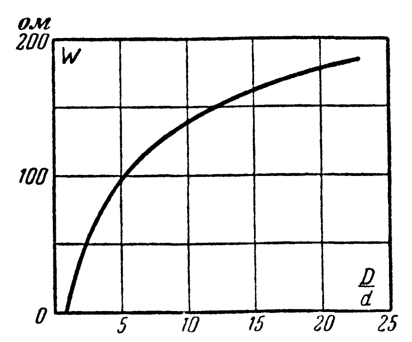


Рис. 5-23. График для расчета волнового сопротивления коаксиального кабеля.

Для передачи большой мощности двухпроводная линия часто выполняется в виде двух широких лент, помещенных в сплошной металлический экран (рис. 5-21,*г*). Для передачи сравнительно небольшой мощности часто применяются шнуры, свитые из двух гибких проводов в резиновой изоляции (рис. 5-21,*д*). Волновое сопротивление такого шнура обычно лежит в пределах 50—80 *ом*. Однако такая линия обладает большими диэлектрическими потерями.

В тех случаях, когда требуется уменьшить волновое сопротивление линии, используют линию, состоящую из двух двухпроводных линий, соединенных параллельно (рис. 5-24). Параллельно соединяются провода, расположенные по диагонали. Эта мера позволяет сохранять симметрию всей системы, так как емкости обеих пар проводов относительно земли одинаковы. Жесткость всей кон-

струкции придается рамочными изоляторами, которые располагаются на расстоянии 1,5—2 *м* друг от друга.

Выбор того или иного типа линии зависит, в первую очередь, от ее назначения, диапазона частот и передаваемой по ней мощности. Коаксиальные линии используются вплоть до волн порядка 10 *см*. При меньшей длине волн потери в линии настолько возрастают, что применение ее в ряде случаев становится нецелесообразным.

На более коротких волнах применяются волноводы — полые металлические трубы прямоугольного или круглого сечения (рис. 5-25).

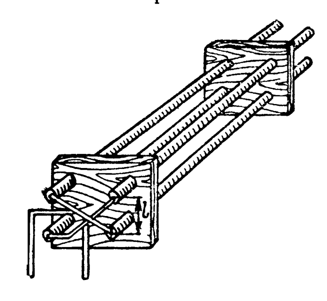


Рис. 5-24. Четырехпроводная линия.

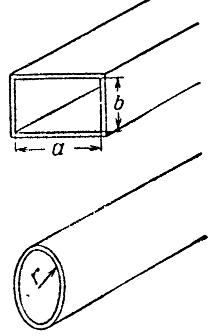


Рис. 5-25. Прямоугольные и круглые волноводы.

Принцип их работы может быть пояснен следующим образом: если сделать для уменьшения потерь симметричную двухпроводную линию из проводов в виде широких лент (рис. 5-26), то можно, не нарушая режима ее работы, соединить провода отрезком четвертьволновой короткозамкнутой линии, имеющей бесконечно большое входное сопротивление. Если увеличивать число таких отрезков и расположить их с двух сторон линии (рис. 5-26), то в конце концов они сольются в сплошную металлическую трубу. Основными токопроводящими поверхностями будут являться широкие стенки трубы, по которым токи будут протекать в противоположных направлениях.

Ввиду отсутствия крепящих изоляторов в трубах и большой поверхности проводников, потери в волноводах весьма малы.

Электромагнитные волны обычно возбуждаются в волноводе небольшим излучателем в виде короткого металлического стержня, располагаемого посредине широкой стороны волновода (рис. 5-27). Излученные им волны дости-

гают стенок волновода, где они возбуждают колебания свободных электронов. Их колебания, в свою очередь, будут создавать излучение — отраженную волну, которая

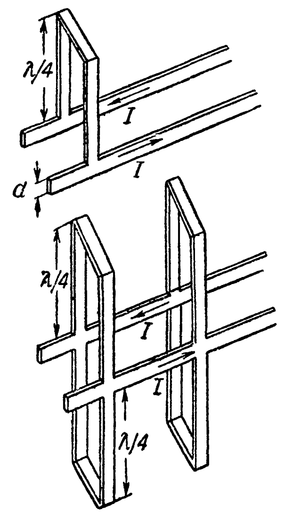


Рис. 5-26. Образование прямоугольного волновода из двухпроводной линии путем присоединения отрезков четвертьволновых короткозамкнутых линий.

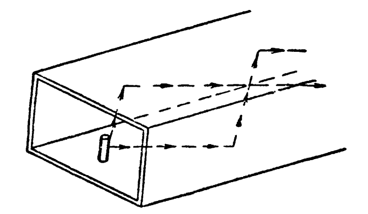


Рис. 5-27. Распространение электромагнитных волн в волноводе,

пойдет к противоположной стенке волновода и т. д. После многократных отражений элеткромагнитная волна достигает конца волновода.

Познакомимся с явлениями, возникающими при падении электромагнитной волны на идеально проводящую плоскость. При этом будем полагать, что падающая волна плоская, т. е. поверхности, проходящие через точки с одинаковыми фазами, называемые фронтом волны, представляют собой плоскости (рис. 5-28). На рисунке пунктирными линиями изображены следы плоскостей, соединяющих точки с максимальной напряженностью электрического поля одного знака. Вектор v изображает скорость движения фронта волны. Численно его величина в воздухе равна скорости света

$$v = c.$$

Пусть в точке A находится наблюдатель, измеряющий скорость движения фронта волны. Если в данный момент времени мимо него проходит фронт волны 1, то фронт следующей волны 2 в это время проходит точку B; в точку A он придет через время T, пройдя по плоскости расстояние

$$AB = \frac{\lambda}{\sin \alpha},$$

где α — угол падения.

Поэтому скорость движения фронта волны, называемая фазовой скоростью, вдоль плоскости будет равна:

$$v_{\text{ф}} = \frac{\lambda}{\Gamma \sin \alpha} = \frac{c}{\sin \alpha} \qquad (5\text{-}42)$$

Поскольку $\sin \alpha < 1$, то фазовая скорость больше скорости движения фронта волны в свободном пространстве. Фазовая скорость будет тем больше, чем меньше угол α. При $\alpha \to 0$ $v_{\text{ф}} \to \infty$ это означает, что фронт волны достигает точек A и B практически одновременно.

Отражение волны происходит по законам геометрической оптики, поскольку физика явлений здесь та же, что

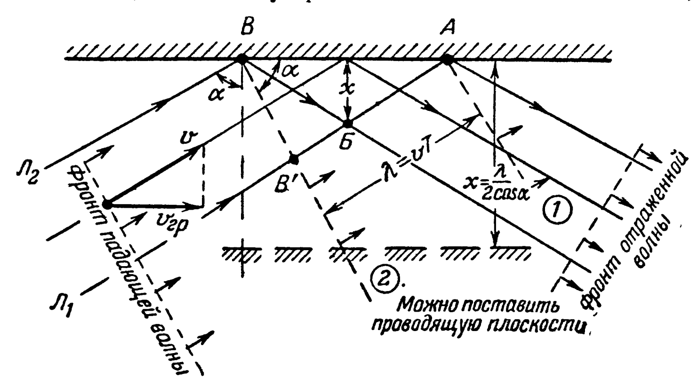


Рис. 5-28. Отражение электромагнитных волн от идеально проводящей плоскости.

и при отражении световых волн: угол падения равен углу отражения. У поверхности идеального проводника результирующее электрическое поле, возникающее при сложении падающей и отраженной волны, имеет направление, перпендикулярное плоскости проводника, поскольку тангенциальная составляющая, направленная вдоль плоскости, вызовет мгновенное перераспределение зарядов, которые нейтрализуют ее своим полем. Следствием этого являются равенство и противоположный характер тангенциальных составляющих электрического поля падающей и отраженной волны.

Если вибратор, возбуждающий волну, расположен параллельно отражающей стенке (как в волноводе на рис. 5-27), то и вектор $E_{\text{п}}$ имеет то же направление, и, следовательно, чтобы результирующее значение танген-

циальной составляющей электрического поля было равно нулю, вектор E_0 должен иметь противоположное направление (рис. 5-29). При этом, руководствуясь правилом буравчика, легко определить направление вектора магнитного поля отраженной волны H_0. На рис. 5-29 векторы электрического поля лежат в плоскости P, на которую па-

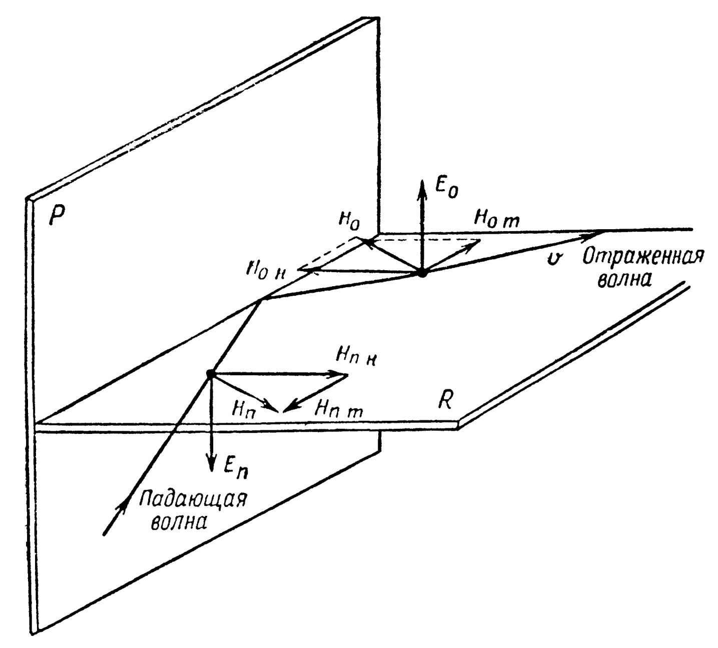


Рис. 5-29. Поле падающей и отраженной волны у отражающей плоскости P (плоскость R проведена мысленно перпендикулярно P).

дает волна, а векторы магнитного поля — в перпендикулярной плоскости R. Непосредственно из рисунка видно, что составляющие магнитного поля, перпендикулярные проводящей плоскости падающей $H_{п.}$ и отраженной волны $H_{о.н}$, имеют противоположное направление и взаимно уничтожают друг друга, а тангенциальные составляющие $H_{п.т}$ и $H_{о.т}$ имеют одно направление и усиливают друг друга.

Таким образом, фаза электрического поля волны при отражении изменяется на 180°, что равноценно прохождению волной дополнительного пути в $\frac{\lambda}{2}$.

Эффект сложения полей падающей и отраженной волны будет проявлять себя по-разному в зависимости от расстояния от отражающей стенки вследствие того, что разность фаз встречающихся лучей непрерывно изменяется (рис. 5-28). Например, разность фаз волн, вышедших из одного источника, в точке $Б$ будет определяться тем, что луч $Л_1$ попадет в нее на время

$$t = \frac{ВБ - В'Б}{c}$$

раньше луча $Л_2$. Это создаст разность фаз

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi t}{T}.$$

Дополнительный сдвиг фазы на π создается за счет отражения, и результирующая разность фаз

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi t}{T} + \pi.$$

Из рис. 5-28 видно, что

$$ВБ = \frac{x}{\cos\alpha};$$

$$В'Б = ВБ \sin(2\alpha - 90^\circ) = -\frac{x}{\cos\alpha}\cos 2\alpha.$$

Следовательно,

$$t = \frac{x}{c\cos\alpha}(1 + \cos 2\alpha) = \frac{2x}{c}\cos\alpha$$

и

$$\Delta\varphi = \pi\left(1 + \frac{4x}{cT}\cos\alpha\right) = \pi\left(1 + \frac{4x}{\lambda}\cos\alpha\right).$$

При $x = 0$ (у отражающей плоскости) разность фаз $\Delta\varphi = \pi$, что было уже пояснено. С увеличением x разность фаз увеличивается и появляется результирующее поле. При $x = \frac{\lambda}{4\cos\alpha}$ разность фаз $\Delta\varphi = 2\pi$, т. е. поля складываются, и результирующее поле равно удвоенному значению поля падающей волны.

На расстоянии $x = \frac{\lambda}{2\cos\alpha}$ разность фаз $\Delta\varphi = 3\pi$, и результирующее поле равно нулю. Это справедливо для любых точек, находящихся на данном расстоянии от плоскости. В них создаются такие же условия, какие были бы,

если бы они лежали на поверхности проводящей плоскости. Поэтому, поместив на расстоянии $x = \frac{\lambda}{2 \cos \alpha}$ вторую проводящую плоскость, мы не изменим условий распространения электромагнитной волны.

Можно сделать и обратный вывод: если имеются две параллельно проводящие плоскости, то между ними могут распространяться путем многократных отражений электромагнитные волны при угле их падения, определяемом соотношением

$$\cos \alpha = \frac{\lambda}{2a},$$

где a — расстояние между плоскостями.

Для волн, падающих под другими углами, не выполняется условие равенства нулю составляющей электрического поля, направленной вдоль проводящей плоскости у ее поверхности, и они распространяться не могут.

Из последнего выражения видно, что чем больше длина волны, тем ближе угол падения волны к нулю; когда $\frac{\lambda}{2a} \to 1$, $\alpha \to 0$, т. е. распространяющиеся в волноводе волны падают на стенки почти перпендикулярно, они испытывают большое число отражений, и поэтому потери энергии велики.

При $\lambda = 2a$ волны падают вертикально и перестают распространяться вдоль волновода. Волны более длинные также не распространяются вдоль волновода. Поэтому предельную волну принято называть критической

$$\lambda_{кр} = 2a. \tag{5-43}$$

По мере приближения к критической волне фазовая скорость волны в волноводе стремится к бесконечности; к бесконечности стремится при этом и длина волны в волноводе.

Однако при возрастании фазовой скорости не происходит увеличение скорости переноса сигнала (энергии) вдоль волновода. Наоборот, вследствие того, что энергия распространяется путем многократных отражений от стенок, скорость переноса энергии, называемая групповой скоростью, уменьшается. Очевидно, что она будет определяться скоростью перемещения фронта волны вдоль продольной оси волновода и будет равна проекции вектора

скорости распространения волны, падающей на стенки, на направление продольной оси волновода (рис. 5-28).

$$v_{гр} = v \sin\alpha \approx c \sin\alpha. \qquad (5\text{-}44)$$

Если сравнить это выражение с формулой для фазовой скорости, то легко видеть, что

$$v_{гр} = \frac{c^2}{v_ф}, \qquad (5\text{-}45)$$

или

$$v_{гр}\, v_ф = c^2, \qquad (5\text{-}46)$$

т. е. произведение фазовой скорости на групповую есть величина постоянная, равная квадрату скорости света в вакууме, и если одна из них возрастает, то вторая убывает. При этом следует иметь в виду, что групповая скорость, являясь проекцией скорости электромагнитной волны в свободном пространстве, никогда не может быть больше c, в то время как фазовая скорость может превышать это значение.

Из выражений для групповой скорости и угла падения волны можно получить формулу для определения групповой скорости

$$v_{гр} = c\sqrt{1 - \cos^2\alpha} = c\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}, \qquad (5\text{-}47)$$

или

$$v_{гр} = c\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}. \qquad (5\text{-}48)$$

Поэтому фазовая скорость

$$v_ф = \frac{c^2}{v_{гр}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \qquad (5\text{-}49)$$

Умножив обе части равенства на период колебаний, получим выражение для определения длины волны в волноводе

$$\lambda_в = v_ф T = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}. \qquad (5\text{-}50)$$

Из формулы (5-43) видно, что при волне 10 *см* волновод должен иметь ширину более 5 *см*. При более длинных волнах он становится громоздким, тяжелым и весьма дорогим устройством. Поэтому при волнах длиннее 10 *см* волноводы обычно не применяются.

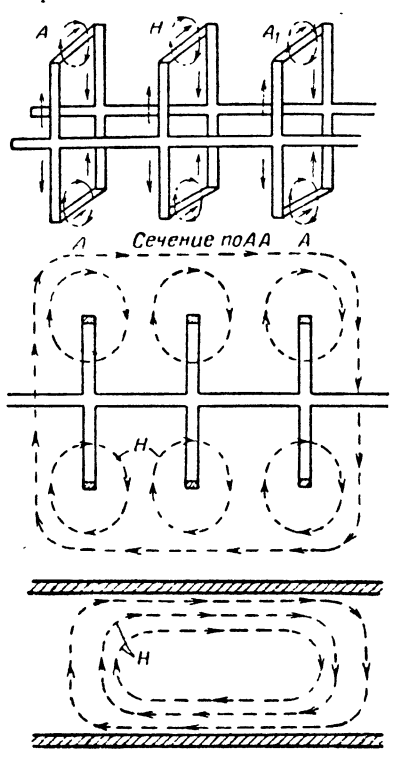


Рис. 5-30. Структура поля в прямоугольном волноводе.

При практическом использовании волноводов важно знать структуру электрического и магнитного поля в нем. Главными токонесущими поверхностями в волноводе являются его широкие стенки, так как на них сосредоточены основные заряды, имеющие противоположные знаки. Поэтому, как и в обычной двухпроводной линии, электрические силовые линии имеют направление от одной широкой стенки волновода к другой. Через каждые полволны, если идти вдоль волновода, направление силовых линий меняется на противоположное (рис. 5-31). В поперечном сечении волновода напряженность электрического поля изменяется, как в короткозамкнутой линии: в середине она максимальна, а у короткозамкнутых концов — уменьшается до нуля.

Распределение магнитного поля можно пояснить исходя из рассмотренного выше представления об образовании волновода путем присоединения к линии четвертьволновых шлейфов (рис. 5-26).

Каждый из проводов, образующих шлейф, окружен своим магнитным полем, направление которого определяется правилом буравчика. На рис. 5-30 изображено их магнитное поле в одном из сечений, параллельном узкой стенке волновода. Поля проводов соседних шлейфов имеют противоположное значение между ними и уничтожают друг друга; также уничтожаются поля проводов, принад-

лежащие одному шлейфу, в пространстве между ними. Поэтому результирующее поле может быть представлено линиями, окружающими шлейфы.

Когда шлейфы сливаются в сплошные стенки, магнитные силовые линии в силу их экранирующего действия не могут выйти за их пределы и образуют замкнутые петли внутри волновода.

Вдоль волновода направление электрических и магнитных силовых линий изменяется на обратное направление через каждые полволны.

Таким образом, магнитное поле в волноводе имеет составляющие как в направлении оси волновода, так и

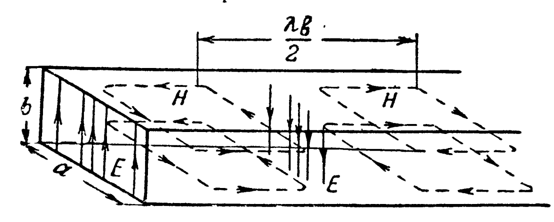


Рис. 5-31. Структура магнитного поля в волноводе.

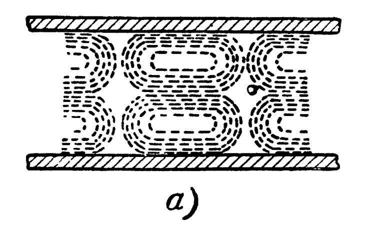
в перпендикулярном направлении, а электрическое поле имеет только поперечное направление. Поэтому волны с такой структурой поля называются поперечными электрическими и обозначаются двумя большими буквами *TE*. Часто, наоборот, называют волну по той компоненте поля, которая имеет составляющую вдоль оси волновода. В этом случае данную волну обозначают буквой *H*.

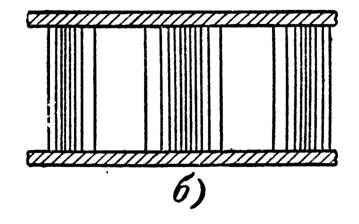
При рассмотрении явления отражения электромагнитных волн от проводящей поверхности было установлено, что разность фаз падающей и отраженной волны непрерывно меняется по мере удаления от поверхности. Поэтому поверхности, где электрическое поле становится равным нулю, будут располагаться одна над другой на равных расстояниях.

Если пропустить первую поверхность и установить стенку волновода у второй, то структура поля в волноводе усложнится (рис. 5-32). При этом говорят, что в волноводе распространяется волна высшего типа. Очевидно, что их может быть бесконечное множество.

Для того чтобы отличать один тип волны от другого, принято снабжать букву, характеризующую тип волны, двумя индексами, показывающими, сколько стоячих полуволн укладывается вдоль сторон волновода.

Первая цифра индекса показывает, сколько стоячих полуволн имеет поле вдоль узкой стороны поперечного сечения волновода, а вторая — вдоль широкой стороны. В таком обозначении волна с первоначально описанной структурой должна быть обозначена $TE_{0,1}$ или $H_{0,1}$. Ее также называют основной магнитной волной. Волна, структура которой показана на рис. 5-32, должна быть обозначена как $TE_{0,2}$ или $H_{0,2}$.





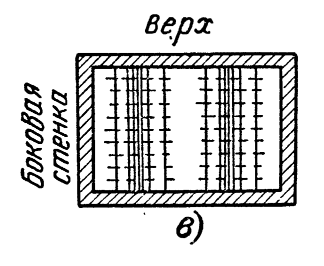


Рис. 5-32. Структура поля волны $H_{0,2}$.
а — магнитное поле (вид сверху); *б* — электрическое поле (вид сбоку), *в* — электрическое и магнитное поля (вид с торца).

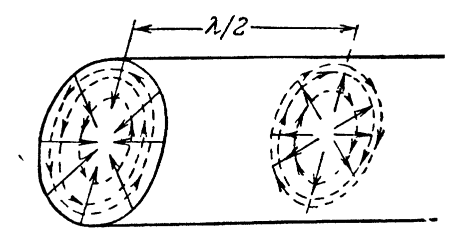


Рис. 5-33. Структура электрического и магнитного полей основной магнитной волны в круглом волноводе.

Волны высших порядков с бо́льшими индексами практически не используются в основном из-за того, что критические размеры волновода, при которых еще возможно их возбуждение, значительно больше, чем у волновода, возбуждаемого на основной волне.

В большинстве случаев используется прямоугольный волновод, в котором распространяется волна типа $H_{0,1}$.

Довольно редко можно встретиться со случаями применения круглых волноводов, возбуждаемых на основной магнитной волне, структура которой (рис. 5-33) весьма напоминает поле коаксиальной линии.

Круглые волноводы чаще всего используются, как отрезки вращающихся сочленений и как линии передачи энергии к круглым рупорным или щелевым антеннам.

Критическая длина основной магнитной волны круглого волновода определяется по формуле

$$\lambda_{кр} = 0,82D, \qquad (5\text{-}51)$$

где D — диаметр волновода.

5-8. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ В КАЧЕСТВЕ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ТРАНСФОРМАТОРОВ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Длинные линии служат не только для передачи энергии от генератора к антенне и от антенны к приемнику; они находят широкое применение в качестве колебательных систем, согласующих устройств, фильтров и коммутирующих систем.

В качестве колебательных систем наиболее удобны четвертьволновые короткозамкнутые линии, так как они обладают минимальными размерами при резонансе токов. Они применяются в генераторах ультракоротких волн. Благодаря малым потерям такие линии обладают более высокой добротностью, чем контуры с сосредоточенными постоянными.

На волнах дециметрового диапазона коаксиальные линии вытесняют двухпроводные, так как у последних расстояние между проводами становится соизмеримым с длиной волны, вследствие чего возникают весьма значительные потери на излучение.

Рассмотрим особенности применения длинных линий в качестве согласующих устройств.

Передача энергии по линии без отражения возможна только при активном сопротивлении нагрузки, равном волновому сопротивлению линии. На практике входное сопротивление антенны часто отличается от волнового сопротивления линии. Поэтому непосредственного согласования с антенной достигнуть не удается и приходится использовать специальные согласующие устройства.

Простейшим согласующим устройством является так называемый резонансный трансформатор (рис. 5-34,*а*). К нагрузке подключается короткозамкнутая или разомкнутая линия (шлейф), длина которой близка к четверти волны. Основная питающая линия присоединяется к шлейфу.

Для получения согласования прежде всего необходимо настроить цепь нагрузка—согласующая линия. Если нагрузка представляет собой чисто активное сопротивление,

то длина согласующей линии устанавливается вначале равной 0,25 λ. Если нагрузка имеет реактивную составляющую, то длина согласующей линии берется несколько больше или меньше 0,25 λ. При этом она становится эквивалентна некоторой дополнительной реактивной нагрузке, сопротивление которой подбирается равным по величине и обратным по характеру реактивной составляющей сопротивления нагрузки. Если данное условие выполнено, то

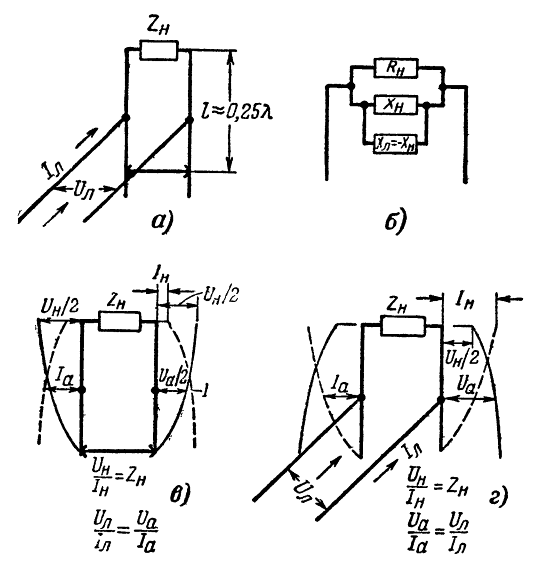


Рис. 5-34. Резонансные трансформаторы сопротивления.

линия и нагрузка становятся эквивалентными параллельному резонансному контуру (рис. 5-34,*б*) и нагрузка (под которой теперь необходимо подразумевать нагрузочное сопротивление вместе с согласующей линией) представляет собой резонансную систему, входное сопротивление которой имеет чисто активный характер.

После этого к нагрузке надо подключить основную линию так, чтобы входное сопротивление согласующей линии с нагрузкой было равно волновому сопротивлению питающей линии.

В согласующей линии устанавливается стоячая волна тока и напряжения с пучностью тока и узлом напряжения у короткозамкнутого конца. Поскольку длина линии близ-

ка к 0,25 λ, узел стоячей волны тока и пучность напряжения окажутся у нагрузки (рис. 5-34,*в*). На этом конце линии согласно закону Ома отношение напряжения к току должно быть равно сопротивлению нагрузки. Если двигаться от нее к закороченному концу, то это отношение будет уменьшаться до нуля на противоположном конце линии. Если сопротивление нагрузки больше волнового сопротивления питающей линии, то на согласующей линии должна найтись точка, в которой отношение напряжения к току (входное сопротивление) точно равно волновому сопротивлению питающей линии. При соединении их в этой точке линия окажется согласованной с нагрузкой.

Согласующая линия практически лишена потерь, поэтому вся энергия, передаваемая без отражения по линии, поглотится в нагрузке. В тех случаях, когда сопротивление нагрузки меньше волнового сопротивления линии, нужно применять разомкнутый четвертьволновый шлейф (рис. 5-34,*г*). Так как по направлению к разомкнутому концу такого шлейфа сопротивление неограниченно растет, то такой шлейф трансформирует сопротивление нагрузки в сторону увеличения.

Такие согласующие линии, трансформирующие сопротивление, часто называют трансформаторами сопротивлений или согласующими трансформаторами.

Резонансные трансформаторы работают хорошо при коэффициентах трансформации более четырех, так как при малых коэффициентах трансформации ввод фидера должен находиться вблизи от нагруженного конца трансформатора. Вследствие этого возникает сильное взаимное влияние фидера с нагрузкой, и нахождение правильного положения ввода затрудняется. При меньших коэффициентах трансформации нужно добиваться согласования с помощью реактивного шлейфа.

В нагруженной линии, в которой установилась комбинированная волна, состоящая из бегущей и стоячей волны, входное сопротивление изменяется от точки к точке. В одной из точек активная составляющая этого сопротивления равна волновому сопротивлению линии. Для согласования нужно скомпенсировать в этой точке реактивную составляющую входного сопротивления. Поэтому к ней подключают короткозамкнутый или разомкнутый шлейф (рис. 5-35), реактивное сопротивление которого равно по величине и противоположно по знаку реактивной составляющей входного сопротивления линии. При этом в линии

устанавливается чисто бегущая волна, и вся энергия от генератора передается без отражения к нагрузке.

На рис. 5-36 приведен график, облегчающий нахождение места присоединения шлейфа и его длины. Определив коэффициент бегущей волны (см. ниже), находят по графику отношение $\frac{l}{\lambda}$, определяющее расстояние от узла напряжения до точки, к которой подключается шлейф. По второй кривой графика определяют электрическую длину $\frac{L}{\lambda}$ шлейфа. Шлейф может располагаться около любого узла

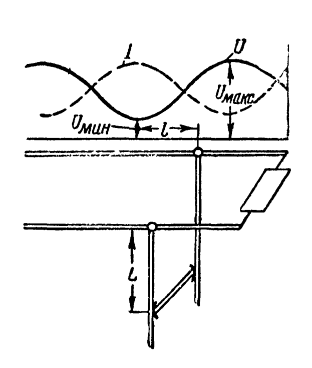


Рис. 5-35. Согласование линии с нагрузкой с помощью реактивного шлейфа.

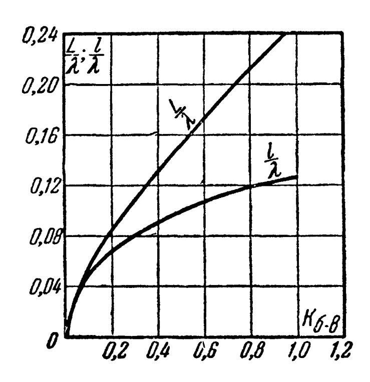


Рис. 5-36. График для расчета точки присоединения и длины реактивного шлейфа.

напряжения, но для уменьшения потерь желательно, чтобы он был у ближайшего узла к концу линии. Длина шлейфа также должна быть минимальной. Чтобы длина шлейфа не превышала четверти волны, его нужно брать короткозамкнутым, когда сопротивление должно быть индуктивного характера, и разомкнутым, — когда емкостного.

Характер входного сопротивления линии в данной точке может быть определен по распределению напряжения в линии. В том случае, когда точка присоединения шлейфа находится на нисходящей части кривой напряжения (считая от конца линии), то часть линии, оставшаяся за этой точкой, имеет реактивную составляющую входного сопротивления емкостного характера. Если же точка лежит на восходящей части кривой напряжения, то реактивное со-

противление линии в данной точке имеет индуктивный характер.

В тех случаях, когда приходится работать с коаксиальными линиями, создание подвижного шлейфа технически сложно, и поэтому включают два реактивных шлейфа (рис. 5-37,*а*). Изменением длины ближайшего к нагрузке шлейфа добиваются того, чтобы активная составляющая входного сопротивления линии справа стала равной волновому сопротивлению питающей линии; при этом на входе останется некоторая реактивная составляющая. Для компенсации ее обычно на небольшом расстоянии от первого шлейфа устанавливают второй шлейф, длина которого может регулироваться. Таким образом, с помощью системы двух неподвижных шлейфов можно получить согласование. Аналогичные устройства используются в волноводах (рис. 5-37,*б*).

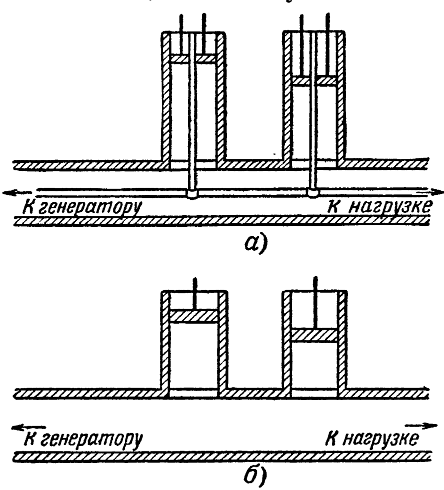


Рис. 5-37. Согласующие трансформаторы из двух шлейфов.

Для согласования линии с чисто активной нагрузкой (небольшое реактивное сопротивление может быть скомпенсировано так же, как это производилось при работе с первым типом трансформатора) применяют так называемые четвертьволновые трансформаторы (рис. 5-38,*а*).

В § 5-6 было найдено, что у четвертьволновой линии, нагруженной на активное сопротивление $R_{н}$, входное сопротивление

$$R = \frac{W_{тр}^2}{R_{н}},$$

где $W_{тр}$ — волновое сопротивление линии.

Подбирая волновое сопротивление линии трансформатора, можно сделать его входное сопротивление равным волновому сопротивлению питающей линии.

При этом волновое сопротивление линии трансформатора

$$W_{\text{тр}} = \sqrt{R_{\text{н}} W_{\text{л}}}, \tag{5-52}$$

где $W_{\text{л}}$ — волновое сопротивление согласуемой линии.

В тех случаях, когда сопротивление нагрузки непосредственно узнать нельзя, нагрузку подключают к питающей линии и измеряют коэффициент бегущей волны

$$k = \frac{R_{\text{н}}}{W_{\text{л}}}.$$

Откуда сопротивление нагрузки

$$R_{\text{н}} = k W_{\text{л}}.$$

Подставляя это выражение в формулу (5-52), получим выражение для определения волнового сопротивления трансформатора

$$W_{\text{тр}} = W_{\text{л}} \sqrt{k}. \tag{5-53}$$

Чтобы иметь возможность перестраивать трансформатор на различные волны, его часто выполняют в виде раздвижных трубок.

Четвертьволновые трансформаторы могут применяться в коаксиальных линиях, но их конструктивное выполнение оказывается более сложным (рис. 5-38,*б*). Кроме того, практически оказывается трудным получить идеальное согласование вследствие наличия некоторых отражений от неоднородности, которую представляет собой трансформатор.

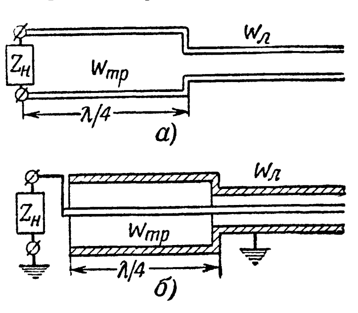


Рис. 5-38. Четвертьволновые трансформаторы.

Для контроля за согласованием, расчета согласующих устройств и определения входных сопротивлений нагрузки и линии необходимо определять распределение стоячих волн в линии и измерять коэффициент бегущей волны.

Это производится с помощью подвижных индикаторов поля, слабо связываемых с линией. В качестве такого индикатора может служить какой-либо высокочастотный прибор, укрепляемый на легкой перекладине, которая пе-

ремещается вдоль линии (рис. 5-39). Связь с прибором обычно выбирается емкостная. Наиболее чувствительным является индикатор в виде микроамперметра постоянного тока, включенного в цепь кристаллического детектора. Показания такого прибора пропорциональны амплитуде напряжения в точках линии, где располагается индикатор. Перемещая прибор вдоль линии, по отношению минимальных и максимальных показаний можно определить коэффициент бегущей волны и распределение стоячих волн в линии.

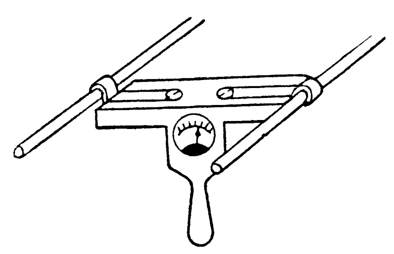


Рис. 5-39. Включение индикатора для снятия распределения поля вдоль линии.

Для проведения измерений в коаксиальных линиях и волноводах используются специальные измерительные линии (рис. 5-40), которые включаются в разрыв исследуемой линии. Конструктивно они представляют собой отрезки коаксиальных линий, выполненных из жестких трубок или волноводов, вдоль которых прорезается узкая щель. В щель вводится небольшой зонд, играющий роль маленькой приемной антенны и подключаемый через детектор к индикатору. Перемещая зонд вдоль щели, можно снять картину распределения поля в линии или волноводе. Полученные результаты правильны только в том случае, если измерительная линия согласована с исследуемой.

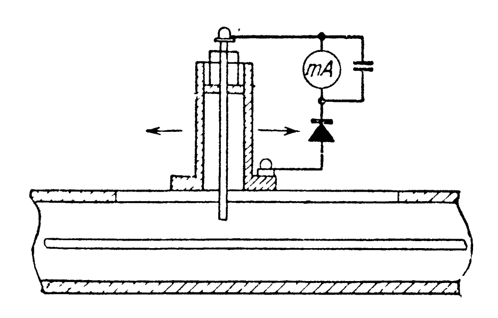


Рис. 5-40. Измерительная линия.

В коротковолновых радиостанциях длинные линии находят применение также в качестве фильтров.

К фильтрующему устройству обычно предъявляется требование пропускать волны, имеющие длину λ_1, и не пропускать волны с длиной λ_2. Задача эта может решаться, например, с помощью двух шлейфов, подключаемых к основной линии, как это показано на рис. 5-41. Разомкнутый шлейф длиной 0,25 λ_2 представляет для волны λ_2, идущей слева направо, короткое замыкание. Поэтому она полностью отражается от точек *АА* и идет обратно. Если λ_1 больше λ_2, то для волны λ_1 первый шлейф имеет емкостное сопротивление. Подключив параллельно короткозамкнутый индуктивный шлейф и подобрав его сопротивлением, равным сопротивлению первого шлейфа, получим параллельный резонансный контур, который для волны λ_1 представляет бесконечно большое сопротивление. Поэтому его шунтирующие действия на распространение волны λ_1 можно не учитывать и считать, что вся энергия проходит через фильтр к нагрузке.

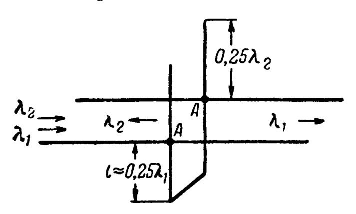


Рис. 5-41. Фильтрующее устройство из двух шлейфов.

ВОПРОСЫ

1. Какую линию следует считать «длинной»?
2. От чего зависит скорость распространения электромагнитных волн в линии?
3. Чем характерен режим бегущих волн в линии?
4. Что такое волновое сопротивление линии и от чего оно зависит?
5. Что такое стоячие волны и в чем отличие стоячих волн от бегущих волн?
6. Объясните, как изменяются фазы волн при отражении от короткозамкнутого и разомкнутого конца линии.
7. Почему входное сопротивление идеальной короткозамкнутой и разомкнутой линии всегда имеет реактивный характер?
8. Почему короткозамкнутая линия длиной менее четверти волны имеет входное сопротивление индуктивного характера, а при длине более четверти волны — емкостного характера?
9. Какие волны устанавливаются в линии, нагруженной на реактивное сопротивление?
10. Что такое коэффициент бегущей волны, коэффициент стоячей волны и коэффициент отражения и как они связаны между собой?
11. Чем отличаются зависимости входных сопротивлений короткозамкнутых и разомкнутых линий с потерями от тех же зависимостей для линий без потерь?
12. Что такое коаксиальная линия и каковы ее достоинства и недостатки?

13. В силу каких причин на сантиметровых волнах применяются волноводы?

14. Что происходит при падении электромагнитной волны на идеальную проводящую плоскость?

15. Что называют фазовой и групповой скоростью электромагнитных волн и как они связаны друг с другом?

16. Как зависит критическая длина волны от параметров прямоугольного волновода?

17. Можно ли с помощью подключения к нагрузке трансформатора из отрезка короткозамкнутой линии повысить величину ее сопротивления?

18. Почему при согласовании с помощью реактивного шлейфа необходимо подбирать его длину и место включения?

19. Как работает четвертьволновый трансформатор?

ЗАДАЧИ

1. Определить электрическую длину линии, на вход которой включен генератор, имеющий частоту 600 *Мгц*. Геометрическая длина линии 50 *см*. Линия помещена в диэлектрик с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=4$.

2. Определить величину и характер входного сопротивления коаксиального фидера, короткозамкнутого на конце. Диаметр внешнего провода $D=2$ *см*; диаметр внутреннего провода $d=2$ *мм*; длина $l=15$ *см*; частота 800 *Мгц*.

3. На конце двухпроводной линии включено активное сопротивление. Определить его величину, если расстояние между проводами $D=10$ *см*. Диаметр проводов $d=3$ *мм*. Измерение показало, что на конце линии имеется пучность напряжения. Коэффициент бегущей волны $k=0{,}5$.

4. Используя круговую диаграмму, приведенную на рис. 5-19, определить входное сопротивление линии с волновым сопротивлением $W=600$ *ом*, длиной $l=20$ *м* на частоте $f=20$ *Мгц*, если сопротивление нагрузки $Z=50+j20$ *ом*.

5. Найти сопротивление нагрузки линии с волновым сопротивлением $W=400$ *ом*, если ее входное сопротивление $Z=100-j70$ *ом*. Длина линии $l=10$ *м*, длина волны $\lambda=25$ *м*.

6. Длина волны $\lambda=5$ *см*. Размеры волновода $a=3$ *см*, $b=2$ *см*. Определить фазовую и групповую скорость распространения волны $H_{0,1}$ в волноводе.

7. При соединении линии с нагрузкой в линии устанавливается волна с коэффициентом бегущей волны $k=0{,}3$. Волновое сопротивление линии $W=400$ *ом*. Определить необходимое для согласования волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора.

Глава шестая

АНТЕННЫ

6-1. ИЗЛУЧАЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Статические электрические заряды создают в окружающем пространстве статическое электрическое поле, а постоянный электрический ток — постоянное магнитное поле.

Распространяющееся в пространстве переменное элек-

тромагнитное поле образуется переменным электрическим током, который проще всего можно создать путем подключения пары проводов к зажимам генератора переменной э. д. с.

Интенсивность излучения поля может быть различной в зависимости от формы, которую придают проводам. Так, при сооружении фидерных линий, по которым энергия передается от генератора к нагрузке, стремятся всемерно уменьшить излучение, для чего провода линии располагают параллельно и близко друг к другу. При этом поля двух одинаковых по величине, но противоположно направленных токов, т. е. токов, имеющих противоположные фазы, взаимно компенсируют друг друга, и излучения энергии в окружающее пространство практически не происходит. Наиболее полно излучение устраняется при использовании коаксиального кабеля, в котором поле заключено между внутренним проводом и внутренней поверхностью внешнего провода.

При создании антенных устройств ставится противоположная задача: получение возможно большего излучения. Для этого нужно устранить одну из причин, лишающих фидер излучающих свойств, что может быть достигнуто различными путями.

Для этого можно раздвинуть провода линии на некоторый угол, в результате чего их поля не будут компенсировать друг друга. На этом основана работа V-образных и ромбических антенн, излучающие провода которых располагаются под острыми углами друг к другу (рис. 6-1,*а* и *б*), уголковой антенны Пистолькорса, у которой угол между проводами равен 90° (рис. 6-1,*в*) и симметричного вибратора (диполя), получающегося при разведении проводов на 180° (рис. 6-1,*г*). На рисунках стрелками указано направление токов в проводах.

Компенсирующее действие второго провода фидера можно уменьшить, укоротив его или вовсе исключив его из системы. Укорочение одного из проводов впервые было применено в так называемых «антеннах с верхним светом», предложенных М. А. Бонч-Бруевичем (рис. 6-1,*д*). Полное уничтожение второго провода приводит к получению так называемого несимметричного вибратора (рис. 6-1,*е*). Все антенны, использующие данный принцип работы, относятся к классу несимметричных антенн. К ним также принадлежат Г-образные антенны (рис. 6-1,*ж*), Т-образные антенны (рис. 6-1,*з*), наклонные антенны (рис. 6-1,*и*), горизон-

тальная антенна с отводом (рис. 6-1,*к*) и ряд других. Обычно при питании этих антенн второй зажим генератора заземляется (земля играет роль второго провода).

Фидер излучает, если соседние участки его двух проводов обтекаются токами, совпадающими по фазе, поля ко-

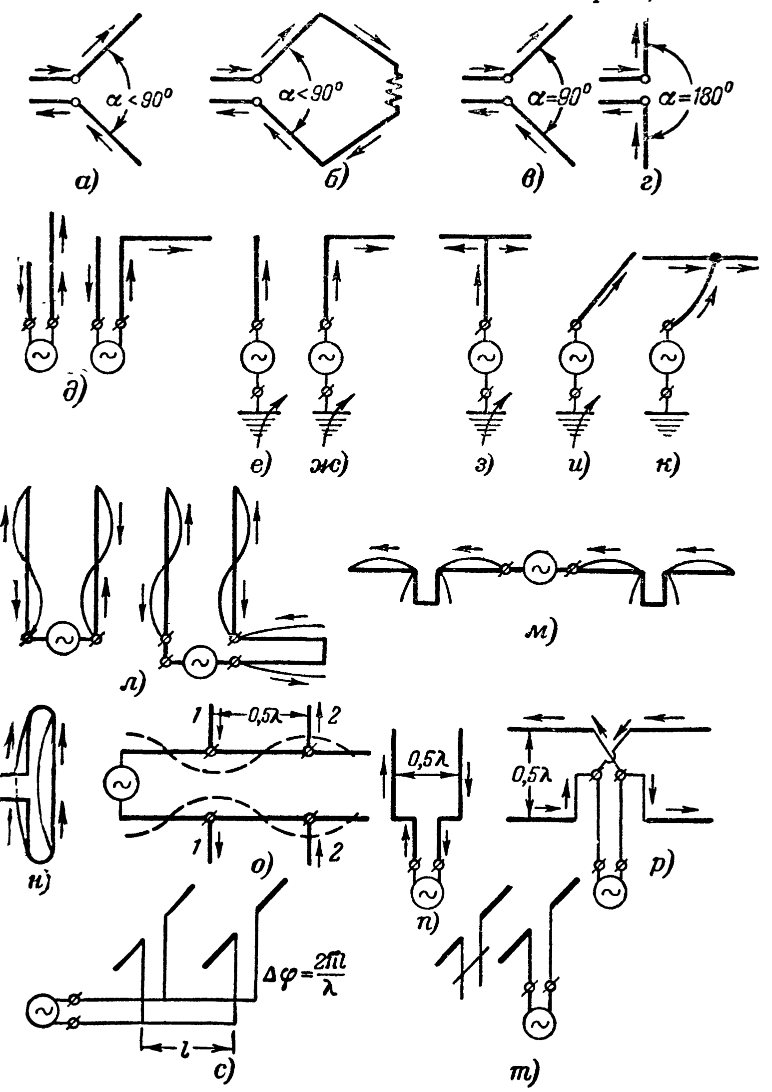


Рис. 6-1. Типы антенн.

торых усиливают друг друга. Для этого достаточно, например, согнуть участок одного из проводов длиной в полволны в неизлучающий шлейф (рис. 6-1,*л*). Широкое распространение получили так называемые синфазные антенны, основанные на этом принципе (рис. 6-1,*м*), а также шлейф-вибраторы, предложенные А. А. Пистолькорсом (рис. 6-1,*н*).

Фидер излучает, если расстояние между проводами соизмеримо с длиной волны. В этом случае волны, излученные обоими проводами по некоторым направлениям, приобретают значительную разность хода и полностью не уничтожаются. Более того, можно так подобрать расстояние между проводами, что по некоторым направлениям произойдет сложение волн от обоих проводов. Это широко используется в многочисленных так называемых противофазных антеннах. Работу таких антенн нетрудно понять из трех примеров, приведенных на рис. 6-1. В антенне (рис. 6-1,*о*) противофазность токов в проводах *1* и *2* обеспечивается подключением их к фидеру на расстоянии в полволны. Антенна, изображенная на рис. 6-1,*п*, представляет собой как бы фидер, расширенный на конце. В антенне рис. 6-1,*р* противофазность токов обеспечивается перекрещиванием питающих проводов.

Можно усилить излучение, изменив фазы токов в параллельных проводах и расстояние между ними. Нужный сдвиг фаз токов в нескольких симметричных вибраторах может быть, например, установлен в системе, изображенной на рис. 6-1,*с*, подбором расстояния между точками подключения этих вибраторов к питающему фидеру или настройкой вибратора с помощью шлейфа, ток в котором наводится другим вибратором (рис. 6-1,*т*).

Часто встречаются антенны, в которых используются одновременно несколько указанных выше принципов.

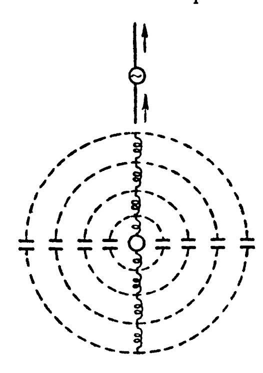
6-2. СИММЕТРИЧНЫЕ ВИБРАТОРЫ (ДИПОЛИ)

Симметричный вибратор можно представить как длинную линию, разомкнутую на конце, провода которой развернуты на 180° (рис. 6-2). Благодаря этому направления токов в симметричных точках обеих половин вибратора оказываются одинаковыми.

Для того чтобы получить максимальный ток в проводах вибратора, а следовательно, и максимальное излучение, используют резонанс, т. е. устанавливают частоту тока

в вибраторе равной частоте собственных колебаний вибратора.

Рассмотрим процесс свободных электрических колебаний в симметричном вибраторе. Присоединим обе его половины к зажимам источника постоянной э. д. с. (рис. 6-3,*а*). После того как распределенная емкость проводов вибратора зарядится и между обеими половинами вибратора возникнет разность потенциалов, отключим источник питания и замкнем обе половины короткой перемычкой (рис. 6-3,*б*). При этом распределенная емкость начнет разряжаться через перемычку. Очевидно, что через отрезки провода вибратора, расположенные у середины, протекает наибольший электрический заряд, и поэтому разрядный ток в них имеет наибольшее значение; к концам провода ток уменьшается до нуля. Ток в проводе нарастает постепенно, поскольку в распределенной индуктивности возникает э. д. с. самоиндукции. Разность потенциалов между точками, равноудаленными от середины вибратора, тем больше, чем дальше эти точки от середины, так как тем бо́льшая часть распределенной индуктивности провода участвует в ее создании. (рис. 6-3,*б*).


Рис. 6-2. Симметричный вибратор и его эквивалентная схема.

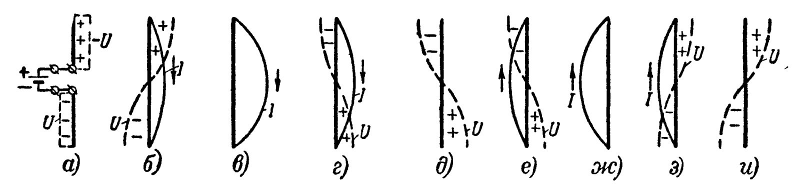


Рис. 6-3. Распределения тока и напряжения в проводах симметричного вибратора при свободных колебаниях.

Знак потенциала относительно средней точки по обе стороны от нее различен, так как в одной половине вибратора ток течет к ней, а в другой — от нее.

По мере разряда распределенной емкости ток в проводе нарастает и достигает максимума, когда она полностью разрядится. При этом вся энергия электрического поля, запасенная емкостью, переходит в энергию магнитного поля распределенной индуктивности (рис. 6-3,*в*).

Если вначале индуктивность проводов вибратора препятствовала нарастанию тока, то теперь она препятствует его уменьшению. Поэтому ток уменьшается постепенно, сохраняя прежнее направление (рис. 6-3,*г*). За счет этого происходит перезаряд распределяемой емкости, и когда ток спадает до нуля, емкость оказывается перезаряженной (рис. 6-3,*д*). После этого процесс протекает в обратном направлении (рис. 6-3,*е*, *ж*, *з*, *и*).

Таким образом, в вибраторе возникают свободные электрические колебания. При этом в нем устанавливаются стоячие волны тока и напряжения, причем вдоль его длины укладывается половина стоячей волны тока и напряжения. Следовательно, длина волны λ_0 собственных колебаний симметричного вибратора вдвое больше его длины l, т. е.

$$\lambda_0 = 2l. \qquad (6\text{-}1)$$

Поэтому симметричный вибратор называют также полуволновым диполем, чем подчеркивается, что он вдвое короче длины волны собственных колебаний.

При превращении линии в излучающую систему-антенну необратимые потери энергии возрастают. К тепловым потерям $P_п$ добавляются потери на излучение P_Σ. Таким образом, мощность, потребляемая антенной:

$$P_A = P_п + P_\Sigma. \qquad (6\text{-}2)$$

Увеличение необратимых потерь в системе можно рассматривать как увеличение ее активного сопротивления, т. е. можно считать, что полное активное сопротивление антенны

$$R_A = R_п + R_\Sigma, \qquad (6\text{-}3)$$

где $R_п$ — сопротивление тепловых потерь;

R_Σ — так называемое сопротивление излучения

В системах с распределенными постоянными, в которых ток и напряжение меняются от точки к точке, целесообразно определять активное сопротивление, исходя из энергетических соображений, используя закон Джоуля—Ленца, связывающий мощность с током и сопротивлением

$$P = \frac{1}{2} I_m^2 R.$$

Будем считать, что активное сопротивление антенны равно такому сосредоточенному сопротивлению, в котором

при протекании тока, равного максимальному току в антенне, выделяется та же мощность, что и в антенне. Тогда

$$R_{\text{А}} = \frac{2P_{\text{А}}}{I_{\text{А}.m}^2} = \frac{2P_{\text{п}}}{I_{\text{А}.m}^2} + \frac{2P_{\Sigma}}{I_{\text{А}.m}^2}, \tag{6-4}$$

где $I_{\text{А}.m}$ — амплитуда тока в пучности стоячей волны в антенне.

На основании выражения (6-3) можно написать:

$$R_{\text{п}} = \frac{2P_{\text{п}}}{I_{\text{А}.m}^2}, \tag{6-5}$$

$$R_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_{\text{А}.m}^2}.$$

Поскольку антенна является преобразователем энергии, то важнейшей ее характеристикой является к. п. д., равный отношению мощности излучения к подводимой мощности

$$\eta_{\text{А}} = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{\text{п}}} \tag{6.6}$$

На основании выражений (6-6) и (6-5) можно записать:

$$\eta_{\text{А}} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\text{п}}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{п}}}{R_{\Sigma}}}. \tag{6-7}$$

Отсюда следует, что к. п. д. антенны тем больше, чем больше сопротивление излучения по сравнению с сопротивлением тепловых потерь. Однако абсолютное значение сопротивления излучения имеет также существенное значение. Как и во всякой колебательной системе, ток и напряжение при резонансе, а также резонансные свойства антенны существенно зависят от активного сопротивления. Чем оно больше, тем меньше амплитуда тока в антенне при резонансе. Но чем меньше ток, тем меньше и напряжение в антенне. Последнее выгодно, потому что позволяет снизить требования к изоляции антенны.

Чем больше сопротивление излучения, тем шире полоса пропускания антенны и менее резко изменяется ее входное сопротивление при изменении рабочей частоты передатчика. Это облегчает согласование антенны с фидером и ге-

нератором на всех частотах, на которых должна работать антенна.

Излучающие свойства антенны, а следовательно, и сопротивление излучения зависят от характера распределения тока в излучающем проводе. В случае вынужденных колебаний в антенне их частота определяется частотой э. д. с., подводимой к антенне. Распределение тока и напряжения вдоль антенного провода может быть самым различным. Оно определяется тем, что возбуждаемые

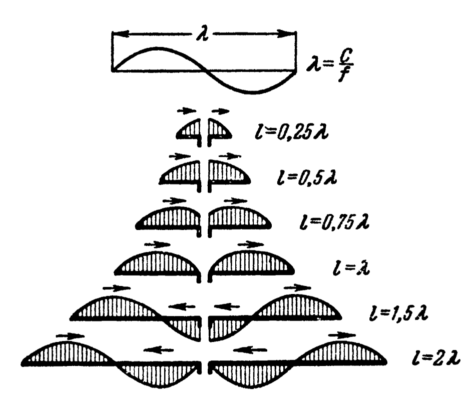


Рис. 6-4. Распределение тока в симметричных вибраторах различной длины.

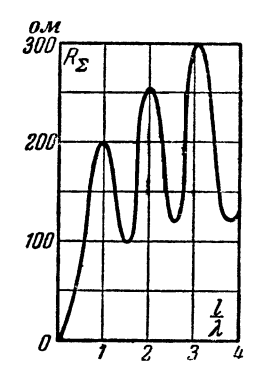


Рис. 6-5. Зависимость сопротивления излучения от длины симметричного вибратора.

в антенне волны тока и напряжения отражаются от открытого конца антенного провода и образуют стоячие волны аналогично тому, как это происходит в разомкнутой длинной линии. Для того чтобы найти характер распределения тока и напряжения в режиме вынужденных колебаний, нужно по частоте генератора и скорости распространения электромагнитных волн вдоль проводов, используя формулу (5-1), определить длину возбуждаемой волны. Затем на изображении антенны, выполненном в соответствующем масштабе, построить график стоячих волн, начиная с разомкнутого конца, где будут находиться узел тока и пучность напряжения (рис. 6-4).

С изменением длины вибратора от нуля до $l=\lambda$ сопротивление излучения непрерывно возрастает (рис. 6-5). При длине вибратора $l>\lambda$, когда в каждой его половине укладываются одна целая полуволна и часть следующей, в антенном проводе около его середины проявляются уча-

стки, в которых направление токов противоположно направлению токов в крайних участках. Излучение этих участков частично ослабляет излучение крайних участков, и сопротивление излучения несколько уменьшается. Однако с ростом длины оно снова возрастает и достигает нового максимума при длине вибратора $l=2\lambda$, когда, казалось бы, излучение противофазных участков должно было уничтожить друг друга. Объясним это явление.

Из рис. 6-6 видно, что в достаточно удаленные точки, лежащие на перпендикуляре к оси вибратора (рис. 6-6,*а*),

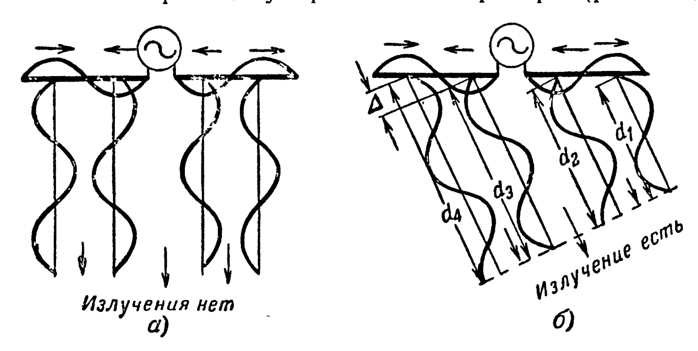


Рис. 6-6. Сложение волн, излучаемых симметричным вибратором по различным направлениям (d — длина хода волны; Δ — разность хода).

проходят волны с противоположными фазами от участков вибратора с противоположно направленными токами и взаимно уничтожаются. Однако в точки, расположенные на прямых, идущих под меньшими углами к оси вибратора (рис. 6-6,*б*), эти волны приходят, имея значительную разность хода Δ; поэтому разность их фаз может приближаться к 0° или 360° и в этих направлениях может происходить усиление излучения. Этим объясняется увеличение сопротивления излучения при $l=2\lambda$.

При дальнейшем увеличении длины антенны происходят аналогичные изменения: чередования убывания и возрастания сопротивления излучения, причем его величина в последующих максимумах и минимумах постепенно возрастает.

Из сказанного ясно, что сопротивление излучения зависит не от абсолютных размеров вибратора, а определяется отношением их к длине волны. Так, например, все полуволновые диполи обладают сопротивлением излучения $R_\Sigma = 73{,}1$ *ом* независимо от того, равна ли их длина

сотням метров или нескольким сантиметрам; все вибраторы длиной в целую волну имеют сопротивление излучения $R_\Sigma = 200$ *ом* и т. д.

Благодаря наличию потерь на излучение и тепловых потерь в антенне помимо стоячей волны есть еще бегущая волна. Однако во всех антеннах (кроме антенн бегущей волны) амплитуда бегущей волны по сравнению с амплитудой стоячей волны не велика, и поэтому при расчете реактивной составляющей входного сопротивления антенны ее можно не учитывать.

Распределение стоячих волн тока и напряжения в антенне в первом приближении будет таким же, как в разомкнутой линии, т. е.

$$I_l = I_{A\,m} \sin \frac{2\pi l}{\lambda} \text{ и } U_l = U_{A\,m} \cos \frac{2\pi l}{\lambda}.$$

Поэтому реактивную составляющую входного сопротивления антенны можно подсчитать по формуле

$$X_{A.вх} = -\frac{U_{A\,m}}{I_{A.m}} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda} = -W_A \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda}. \qquad (6\text{-}8)$$

По аналогии с длинными линиями принимаем, что отношение амплитуд напряжения к току равно волновому сопротивлению антенного провода. Вычисляя волновое сопротивление антенны как входное сопротивление бесконечного провода без потерь, проф. В. Н. Кессених получил формулу для его расчета:

$$W_A = 120 \left(\ln \frac{\lambda}{2\pi d} - 0{,}57 \right), \qquad (6\text{-}9)$$

где d — диаметр провода.

Для проводов, обычно используемых в антеннах, расчеты по этой формуле хорошо согласуются с опытными данными, и величина волнового сопротивления получается близкой к 1 000 *ом*.

Таким образом, реактивную составляющую входного сопротивления симметричных антенн можно рассчитывать по формуле

$$X_{A\,вх} \approx -1\,000 \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda}. \qquad (6\text{-}10)$$

Эта формула дает необходимую точность для большинства практических расчетов, что также видно из сравнения экспериментально снятой зависимости входного сопротивления антенны от величины отношения l/λ (сплошная кривая на рис. 6-7) с кривой, рассчитанной по формуле (6-10) (пунктирная кривая). Общий характер изменения реактивного сопротивления в обоих случаях совпадает за исключением узких областей значений l/λ, близких к значениям, соответствующим целым числам.

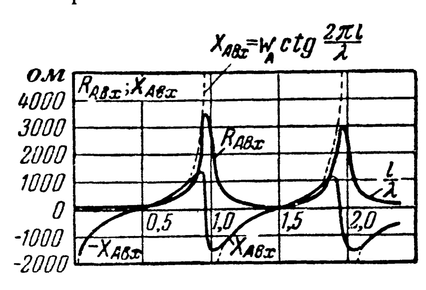


Рис. 6-7. Зависимость входного сопротивления антенны от величины отношения l/λ.

При расчете антенны очень важно знать величину ее входного сопротивления при резонансе. При резонансе входное сопротивление антенны имеет чисто активный характер. Мощность, потребляемая в антенне,

$$P_{\text{А}} = \frac{1}{2} I^2_{\text{А.}вх} R_{\text{А.}вх}, \tag{6-11}$$

откуда

$$R_{\text{А}\,вх} = \frac{2P_{\text{А}}}{I^2_{\text{А.}вх}}. \tag{6-12}$$

При резонансе, когда длина диполя равна $0{,}5\lambda$, $1{,}5\lambda$, $2{,}5\,\lambda$ и т. д., антенна питается в пучности тока. Следовательно, $I_{\text{А.}вх} = I_{\text{А.}m}$ и согласно выражению (6-3)

$$R_{\text{А.}вх} = R_{\Sigma} + R_{п}. \tag{6-13}$$

Это сопротивление представляет собой относительно малую величину порядка единиц или десятков ом.

Характер изменения входного сопротивления при изменении отношения l/λ вблизи значений 0,5, 1,5, 2,5 и т. д. соответствует его изменению вблизи резонанса в последовательном контуре (рис. 6-7). Поэтому часто говорят, что при данной величине отношения l/λ в антенне имеет место резонанс напряжений.

Когда длина диполя равна λ, 2λ, 3λ и т. д., питание антенны производится в пучности напряжения, и мощность, потребляемая в антенне:

$$P_{А}=\frac{1}{2}I^2_{А.m}R_{А}=\frac{1}{2}\cdot\frac{U^2_{А.вх}}{R_{А.вх}}=\frac{1}{2}\cdot\frac{U^2_{А.m}}{R_{А.вх}}.$$

Откуда

$$R_{А.вх}=\left(\frac{U_{А.m}}{I_{А.m}}\right)^2\frac{1}{R_{А}}.$$

Так как отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока равно волновому сопротивлению антенны, то

$$R_{А.вх}=\frac{W^2_{А}}{R_{А}}. \tag{6-14}$$

Поскольку $W_{А}\approx 1\,000$ *ом*, а $R_{А}$ — имеет порядок единиц или десятков ом, то $R_{А\ вх}$ имеет порядок тысяч и даже десятков тысяч ом. Рис. 6-7 показывает, что входное сопротивление при изменении отношения l/λ вблизи значений, соответствующих целым числам, изменяется аналогично сопротивлению параллельного контура вблизи резонанса. Поэтому часто говорят, что при данной величине отношения l/λ имеет место резонанс токов.

Условия питания антенны в пучности тока и пучности напряжения резко отличаются друг от друга. В первом случае антенна представляет собой активную нагрузку с небольшим сопротивлением и потребляет сравнительно большой ток, амплитуда же напряжения на входе незначительна. Во втором случае, наоборот, антенна имеет очень большое входное сопротивление и потребляет очень небольшой ток; амплитуда напряжения на входе относительно высока. Поэтому часто говорят, что в первом случае антенна питается током, а во втором случае антенна питается напряжением.

Сравнение графика, приведенного на рис. 6-7, с аналогичными зависимостями, снятыми для реальной линии (рис. 5-20), показывает полную родственность явлений в длинной линии и антенне. Однако следует отметить и ряд особенностей: резонансные кривые антенн значительно менее острые, чем у длинных линий; величина активной составляющей входного сопротивления антенны при резонансе напряжений много больше, чем у реальной линии, а при резонансе токов — много меньше; с увеличением

длины антенны максимумы резонансной кривой сильно убывают и становятся более расплывчатыми; точная резонансная длина антенны на несколько процентов меньше целого числа полуволн. Эти особенности объясняются тем, что потери в антенне вследствие излучения много больше, чем в обычной неизлучающей линии.

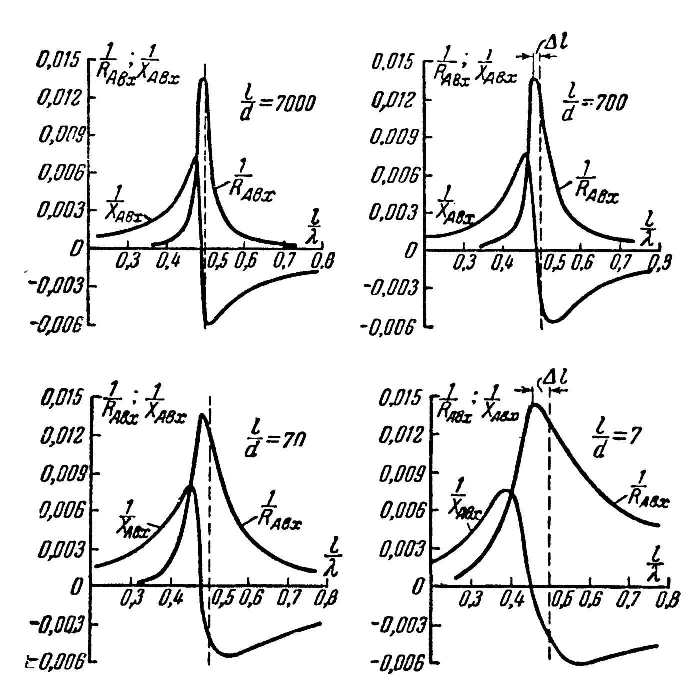


Рис. 6-8. Резонансные характеристики антенны из провода различного диаметра.

Из рис. 6-8 видно, что точная резонансная длина вибратора оказывается несколько меньшей 0,5λ. Это объясняется некоторым изменением распределения стоячих волн в вибраторе по сравнению с линией, не имеющей потерь на излучение, благодаря чему у антенны, длина которой равна целому числу полуволн, появляется индуктивная составляющая входного сопротивления, для компенсации которой нужно несколько укоротить вибратор.

Резонансные свойства антенны существенно зависят от диаметра вибратора. С увеличением диаметра уменьшает-

ся волновое сопротивление, благодаря чему изменяется и величина входного сопротивления. Поэтому и величина укорочения, необходимого для компенсации реактивной части входного сопротивления, становится другой. Это подтверждается резонансными кривыми антенн из провода различного диаметра (рис. 6-8). Они показывают, что с увеличением диаметра вибратора величина укорочения возрастает. Расчет укорочения производится по формуле, полученной М. А. Леонтовичем и М. Л. Левиным:

$$\Delta l = \frac{0{,}259\lambda}{\lg \frac{\lambda}{2d}} \qquad (6\text{-}15)$$

В этой формуле Δl — укорочение полуволнового вибратора, а d — диаметр вибратора.

При укорочении нужно сохранять симметрию антенной системы, т. е. укорачивать обе половины диполя на $\frac{\Delta l}{2}$.

Для обычных однопроводных антенн укорочение составляет около 5% от длины антенны. Поэтому резонансную длину полуволнового вибратора можно рассчитать по формуле

$$l_{(\text{м})} \approx 0{,}95\frac{\lambda}{2} = \frac{143}{f_{(\textit{мгц})}}. \qquad (6\text{-}16)$$

Точная резонансная длина вибраторов, кроме того, зависит от наличия и места установки изоляторов, от изолирующего покрытия провода антенны и от наличия расположенных вблизи предметов: оттяжек, мачт, железобетонных строений и т. п., вносящих дополнительные потери в антенну. Поэтому окончательная настройка антенны производится уже после ее установки.

График (рис. 6-8) показывает, что чем больше диаметр провода, тем шире полоса пропускания антенны. Это часто используется на практике. Например, для приема телевизионных передач, содержащих широкую полосу частот, используются антенны, выполненные из проводов большого диаметра.

Если передатчик работает в широком диапазоне частот, то приходится иметь дело с расстроенной антенной. С помощью органов настройки компенсируют реактивную составляющую входного сопротивления антенны. При этом активную составляющую можно подсчитать исходя из следующих соображений:

мощность, потребляемая в антенне

$$P_{\text{А}} = \frac{1}{2} I^2_{\text{А}\,вх.} R_{вх},$$

где амплитуда тока на входе антенны определяется из уравнения стоячей волны тока

$$I_{\text{А}.вх} = I_{\text{А}.m} \sin \frac{2\pi l}{\lambda}.$$

Следовательно,

$$R_{вх} = \frac{2P_{\text{А}}}{I^2_{\text{А}.m} \sin^2 \frac{2\pi l}{\lambda}}.$$

Сравнивая это выражение с формулой для вычисления сопротивления антенны (6-4), находим, что

$$R_{вх} = \frac{R_{\text{А}}}{\sin^2 \frac{2\pi l}{\lambda}}. \qquad (6\text{-}17)$$

Формула (6-17) справедлива для антенн любой длины за исключением случаев резонанса токов, когда точки питания попадают в узел тока. В этом случае нужно пользоваться формулой (6-14).

При одной и той же величине тока в пучности, антенны различной формы и размеров излучают неодинаковое количество энергии. Для того чтобы легче можно было сравнивать между собой различные антенны, вводят еще один параметр: действующую длину антенны. Как уже говорилось ранее, энергия, излучаемая отрезком провода антенны, определяется величиной тока в этом отрезке. Подсчитать количество энергии, излучаемой всей антенной, можно графически, построив в определенном масштабе график распределения тока в антенном проводе (рис. 6-9,*а*). Разбив полученный график на небольшие участки (в пределах которых величину тока можно считать неизменной), умножаем их длину на величину тока и, просуммировав, определяем площадь $S_{\text{Т}1}$ участка, ограниченного кривой тока и проводом антенны. Сокращенно эту площадь называют площадью тока антенны.

Антенны с одинаковой площадью тока излучают одинаковое количество энергии. Поэтому удобно характеризо-

вать излучение антенны, заменяя ее некоторой прямолинейной воображаемой антенной, имеющей ту же площадь тока, но в которой ток одинаков по всей ее длине и равен току в пучности стоячей волны тока реальной антенны (рис. 6-9,*б*). Длину такой воображаемой антенны называют действующей или эффективной длиной реальной антенны. Это понятие было введено еще в то время, когда использовались главным образом вертикальные антенны. Поэтому данный параметр часто называют действующей высотой, а не длиной антенны.

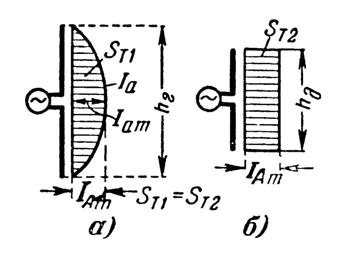


Рис. 6-9. Определение действующей высоты антенны.
а — график распределения тока в реальной антенне; *б* — график распределения тока в воображаемой антенне с одинаковым током по всей ее длине.

Чем равномернее распределение тока по антенному проводу, тем ближе действующая высота антенны к геометрической и тем лучше используется излучающий провод.

Действующая высота полуволнового вибратора

$$h_д = 0{,}64 h_г,$$

где $h_г$ — геометрическая длина вибратора.

Введение этого понятия позволяет получить общую для всех типов антенн зависимость напряженности электрического поля, создаваемого в некоторой точке пространства, от величины тока, действующей высоты и расстояния до данной точки. Напряженность поля, создаваемая антенной, пропорциональна площади тока, т. е. произведению величины тока в пучности на действующую высоту. С увеличением расстояния от антенны напряженность поля убывает обратно пропорционально расстоянию r

$$E = A \frac{I_{A.m}\, h_д}{r}, \qquad (6\text{-}18)$$

где А — коэффициент пропорциональности, зависящий от условий распространения электромагнитных волн, направления по отношению к антенне, для которого подсчитывается напряженность поля, и от выбранной системы единиц.

Электрическое поле графически можно охарактеризовать векторами, величина и направление которых изобра-

жают величину и направление электрических сил, действующих в различных точках пространства. Протекание переменного тока по проводу прямолинейной антенны создает в окружающем пространстве электрическое поле, векторы которого параллельны проводу антенны (рис. 6-10). Это означает, что электрический заряд, помещенный в такое поле, под его действием движется параллельно проводу

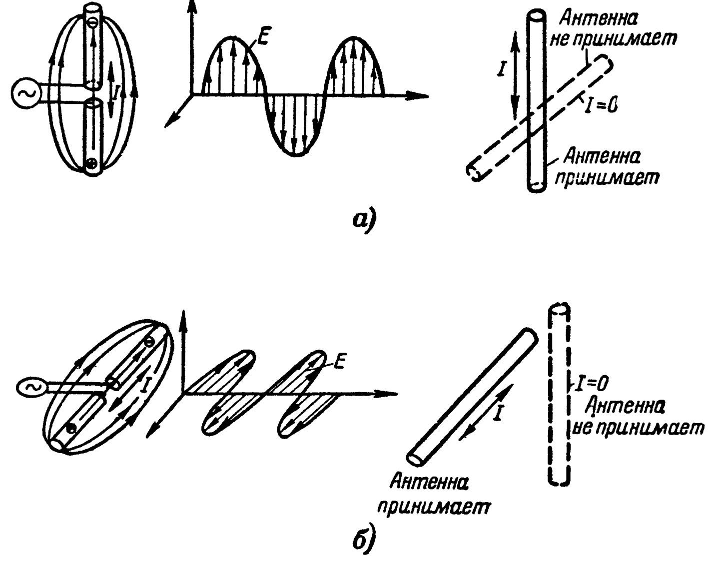


Рис. 6-10. Поляризованное поле прямолинейной антенны.
а — вертикальная поляризация; *б* — горизонтальная поляризация.

антенны. Такое поле принято называть поляризованным полем или полем поляризованных волн.

Вопрос о поляризации имеет в радиотехнике весьма существенное значение. Так, например, если в поле вертикально поляризованных волн поместить горизонтальную приемную антенну, то никаких токов в ней наводиться не будет (рис. 6-10,*а*). Чем ближе направление оси приемной антенны к направлению поляризации, тем бóльший ток наводится в ней.

Напряженность поля, излучаемого линейным симметричным вибратором, в данной точке пространства определяется двумя факторами: поляризацией излучения вибратора и сложением волн, излученных его различными участками.

Рассмотрим влияние этих факторов на примере симметричного полуволнового диполя.

Электрическое поле волн, излучаемых в направлении *А* (рис. 6-11,*а*), обладает максимальной интенсивностью, поскольку оно совпадает с направлением поля источника, возбуждающего колебания в вибраторе. Кроме того, синфазные токи, текущие в обеих половинах диполя, создают синфазные волны, которые усиливают друг друга. Поэтому излучение в направлении *А* максимально и приблизительно равно арифметической сумме волн, излученных отдельными участками вибратора в этом направлении.

Электрические волны, излучаемые в направлении *Б* (рис. 6-11,*б*), значительно слабее, поскольку электрическое поле волны создается только составляющей поля вибратора, перпендикулярной направлению распространения *Б*. По этой же причине вибратор ничего не излучает в направлении своей оси, так как составляющая поля, перпендикулярная направлению оси вибратора, равна нулю.

С другой стороны, волны, излученные синфазными токами различных участков вибратора, приобретают значительную разность хода при распространении в направлении *Б*. Поэтому в зависимости от того, насколько направление *Б* отличается от направления *А*, они будут либо усиливать, либо ослаблять друг друга.

Для того чтобы характеризовать излучение антенн по различным направлениям, строят диаграммы направленности (их называют также характеристиками излучения) (рис. 6-12,*а*).

Диаграммы направленности обычно представляют собой графики, характеризующие в относительных единицах интенсивность излучения антенны по различным направлениям, лежащим в той или иной плоскости. Обычно приводятся диаграммы для двух плоскостей: горизонтальной и вертикальной. Чаще всего они строятся в полярной системе координат. При этом расстояние от центра до кривой характеризует в некотором масштабе интенсивность излучения по данному направлению.

Диаграмма излучения полуволнового вибратора имеет максимум в направлении, перпендикулярном оси вибратора. С уменьшением угла интенсивность излучения падает и в направлении оси вибратора становится равной нулю (рис. 6-12,*в*).

В плоскости, перпендикулярной оси диполя, вследствие симметрии антенны излучение по всем направлениям оди-

наково, и диаграмма направленности имеет вид окружности (рис. 6-12,*б*).

Диаграммы направленности дают достаточно полное представление об интенсивности излучения полуволновой антенны по различным направлениям в пространстве.

Направленность излучения антенных устройств обычно желательна. За редким исключением абсолютно ненаправленное излучение не только не нужно, но и невыгодно, так как всегда существуют направления, по которым излучать энергию не имеет смысла, и, наоборот, есть направления, по которым желательно создавать максимально интенсивное излучение. Часто конструируют специальные антенные системы, обладающие резко выраженными направленными свойствами. Обычно диаграмму направленности характеризуют шириной. Ширину диаграммы направленности принято оценивать углом между двумя направлениями, по которым мощность излучения уменьшается в 2 раза по сравнению с мощностью излучения по главному направлению.

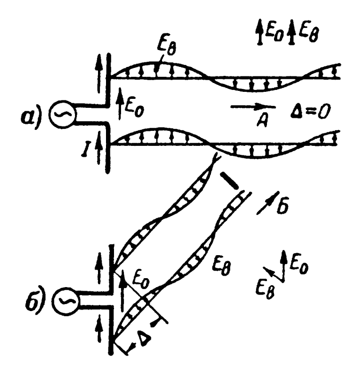


Рис. 6-11. Излучение диполя по различным направлениям.

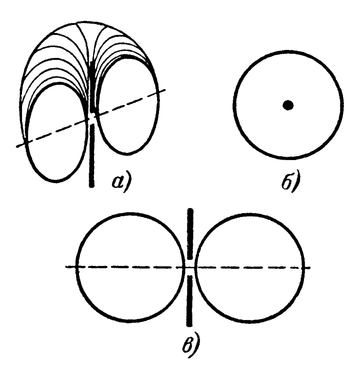


Рис. 6-12. Диаграмма направленности полуволнового вибратора.

а — пространственное изображение; *б* — в горизонтальной плоскости; *в* — в вертикальной плоскости.

Предположим, что приемник принимает сигналы от передатчика, работающего с абсолютно ненаправленной антенной, излучающей энергию равномерно по всем направлениям. Если затем заменить эту антенну направленной антенной и направить максимум излучения в сторону приемника, то при той же мощности излучения громкость приема возрастет. Таким образом, замена ненаправленной антенны на направленную эквивалентна увеличению

мощности передатчика. Число, которое показывает, во сколько раз можно уменьшить мощность передатчика при переходе с ненаправленной антенны к направленной, сохраняя неизменной силу сигнала в направлении главного излучения, принято называть выигрышем антенны. Например, полуволновый диполь обладает выигрышем $G=1{,}64$.

Поскольку абсолютно ненаправленных антенн не существует, то более реальную оценку выигрыша можно получить сравнением направленности различных антенн с некоторой наиболее часто употребляемой слабо направленной антенной. Такой эталонной антенной обычно считают полуволновый симметричный диполь. В дальнейшем мы и будем определять выигрыш антенн по отношению к его излучению в направлении максимального излучения. Этот выигрыш, умноженный на к. п. д. антенны, принято называть усилением и выражать в децибелах.

Выше говорилось главным образом о передающих антеннах, излучающих электромагнитные волны, но сделанные выводы относятся также и к приемным антеннам.

Так, например, если при передаче антенна дает максимальное излучение электромагнитных волн в некотором направлении, то при работе этой же антенны в качестве приемной, приходящие с этого направления волны будут наводить наибольшие токи в антенне; волны, приходящие с тех направлений, куда антенна при передаче не излучает, воздействия на антенну при приеме не оказывают.

Иными словами, направленные свойства антенны при переходе с передачи на прием не изменяются.

Поэтому при приеме станций с заданного направления всегда выгодно использовать направленную приемную антенну, не принимающую передачу мешающих станций с других направлений. Она будет создавать на входе приемника более мощный сигнал, чем ненаправленная антенна. Поэтому понятия выигрыша и усиления остаются в силе и при работе антенны на прием.

Эти свойства обратимости антенн позволяют без ущерба для полноты ограничиться рассмотрением их свойств при работе только на передачу. Конечно, существует целый ряд специально приемных антенн, однако они в подавляющем большинстве случаев используются только на приемных радиостанциях и в данном курсе рассматриваться не будут.

До сих пор мы рассматривали антенну изолированно от внешних факторов, которые оказывают влияние на ее

излучающие свойства. Однако антенна работает, как правило, вблизи поверхности земли, влияющей как на излучение антенны, так и на ее диаграмму направленности.

6-3. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ НА ИЗЛУЧЕНИЕ АНТЕНН. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ВИБРАТОРЫ

Для того чтобы учесть влияние на работу антенны поверхности земли, которая большей частью является проводником, упрощенно считают, что антенна располагается над поверхностью идеального проводника. Излученные при этом антенной электромагнитные волны приходят в некоторую произвольную точку пространства P двумя различными путями: непосредственно от самой антенны и, отразившись от поверхности проводника (рис. 6-13,*а*).

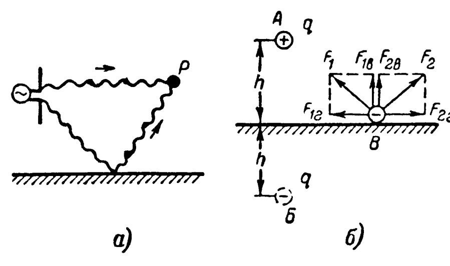


Рис. 6-13. Излучение антенны над идеально проводящей поверхностью.

а — путь прямой и отраженной волны; *б* — электрический заряд и его зеркальное изображение.

Для того чтобы найти результирующее поле, в точке P после сложения прямой и отраженной волн удобно пользоваться представлением о «зеркальном изображении антенны». Происхождение «зеркального изображения» можно пояснить следующим образом. Если над идеально проводящей поверхностью на высоте h помещен заряд $+q$ (рис. 6-13,*б*), то на ней вследствие электростатического притяжения свободные заряды размещаются так, что горизонтальная составляющая электрического поля на поверхности равна нулю. Если она не равна нулю, то под ее действием по поверхности перемещаются заряды. Однако покоящийся заряд не может вызвать непрерывного движения зарядов в проводнике и, следовательно, электрическое поле у поверхности проводника должно получить направление, перпендикулярное поверхности. Такую же форму имеет поле, если металлическую поверхность убрать, а внизу на расстоянии $2h$ под зарядом в точку $Б$ поместить второй заряд, равный по величине и противоположный по знаку первому заряду. Второй заряд называется зеркальным изображением первого. При этом поле в произвольной точке поверхности $В$ будет определяться векторами

F_1 и F_2 полей зарядов q и $-q$. Поскольку заряды удалены от точки B на одинаковые расстояния, то величины векторов F_1 и F_2 равны. Горизонтальные составляющие этих векторов $F_{1г}$ и $F_{2г}$ уничтожают друг друга, а вертикальные $F_{1в}$ и $F_{2в}$ складываются. Это и позволяет заменить действие проводящей поверхности действием „зеркального заряда".

Если заряд, помещенный над идеально проводящей поверхностью, начнет двигаться по вертикали вниз, то его зеркальное изображение будет перемещаться также к по-

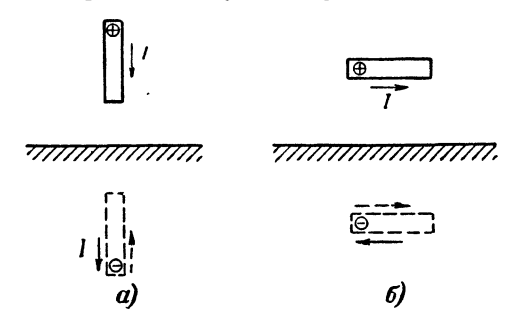


Рис. 6-14. Направления токов в проводах и их зеркальных изображениях.

верхности, т. е. снизу вверх. Поместив над поверхностью вертикальный провод, в котором в данный момент времени ток течет сверху вниз, мы вызовем в его зеркальном изображении перемещение зарядов обратного знака снизу вверх и, следовательно, прохождение тока в том же направлении, что и в проводе (рис. 6-14,*а*). Поэтому, если над идеально проводящей поверхностью поместить вертикальную антенну, то ее поле определится как поле антенны и ее зеркального изображения, в котором течет ток той же величины и того же направления. Таким образом, вертикальная антенна и ее зеркальное изображение образуют систему двух синфазных вибраторов.

Если заряд, поднятый над идеально проводящей землей, двигается в горизонтальном направлении, например слева направо (рис. 6-14,*б*), то противоположный по знаку зеркальный заряд передвигается в том же направлении. Значит, если в горизонтальной антенне течет ток в одном направлении, то в ее зеркальном изображении ток течет в противоположном направлении. Таким образом, горизон-

тальная антенна и ее зеркальное изображение образуют систему из двух противофазных вибраторов.

Из сказанного видно, что наличие хорошо проводящей земли под антенной существенно изменяет ее свойства.

Если вертикальную антенну расположить так, чтобы ее нижний конец касался поверхности земли, то она образует вместе со своим зеркальным изображением симметричный вибратор (рис. 6-15,*а*), резонансная волна которого в 2 раза длиннее этого симметричного вибратора и, следовательно, в 4 раза больше высоты самой антенны. Поэтому

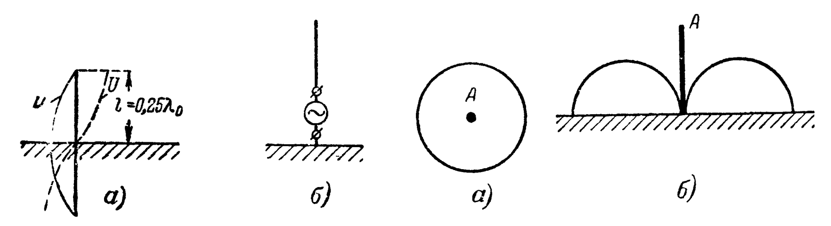


Рис. 6-15. Четвертьволновый несимметричный вибратор.

а — распределение тока и напряжения; *б* — включение возбуждающего генератора.

Рис. 6-16. Диаграмма направленности вертикального четвертьволнового вибратора.

а — в горизонтальной плоскости, *б* — в вертикальной плоскости.

заземленную антенну часто называют четвертьволновым вибратором.

Такая вертикальная антенна была предложена в 1895 г. великим русским ученым А. С. Поповым. С тех пор и до настоящего времени наряду с симметричным вибратором она является одним из основных, наиболее распространенных антенных устройств. Достоинством заземленного вибратора являются простота устройства и его малая длина, что особенно важно при работе на относительно длинных волнах.

Поскольку вместе с зеркальным изображением заземленный вибратор образует симметричный полуволновый вибратор, то поле его излучения над поверхностью земли является полем полуволнового вибратора (рис. 6-16), нижняя половина диаграммы направленности которого срезана землей.

Вследствие того, что распределение тока и напряжения вдоль несимметричного заземленного вибратора такое же, как и у симметричного, характер изменения его реактивного и активного сопротивлений такой же, как у симметричного, а все расчетные формулы, выведенные для сим-

метричного вибратора, справедливы и для несимметричного. Единственная разница заключается в том, что потенциал второго зажима генератора, соединенного с землей, в любой момент времени равен нулю. Поэтому разность потенциалов между зажимом несимметричного вибратора и землей всегда вдвое меньше, чем между этим зажимом и его зеркальным изображением, т. е. чем у симметричного вибратора. Поэтому входное сопротивление несимметричного вибратора оказывается вдвое меньшим,чем у симметричного, а сопротивление излучения четвертьволнового несимметричного вибратора равно половине сопротивления

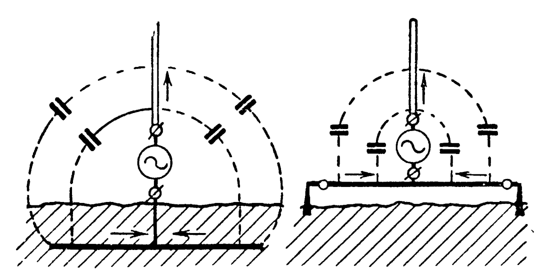


Рис. 6-17. Несимметричный вибратор с заземлением (*а*) и противовесом (*б*).

излучения полуволнового диполя, т. е. $R_\Sigma = 36{,}5$ *ом*. По той же причине волновое сопротивление несимметричных антенн можно считать равным половине волнового сопротивления симметричных антенн, т. е. ≈ 500 *ом*.

Все сказанное выше справедливо только в том случае, когда земля представляет собой идеальный проводник. Когда земля обладает плохими проводящими свойствами, характер распределения тока в земной поверхности изменяется, в результате чего поле излучения вибратора меняется. Кроме того, увеличение активного сопротивления земли приводит к возрастанию потерь во всей излучающей системе, состоящей из вибратора и земли, уменьшению амплитуды тока, уменьшению излучаемой мощности и к. п. д. антенны.

Особенно большое значение имеет сопротивление земли вблизи основания антенны, куда стекаются все токи, наведенные антенной в земле (рис. 6-17,*а*). Поэтому для улучшения проводимости этого участка применяют металлизацию земли: закапывают в землю металлические листы, провода, улучшают химический состав почвы, пропитывая

ее различными солями, или используют противовесы. Теоретические расчеты показывают, что наибольшие потери имеют место в зоне с радиусом приблизительно в 0,35λ. Поэтому металлизацию земли производят в радиусе порядка полуволны вокруг основания антенны.

Опыт показывает, что нет надобности выполнять заземление в виде сплошного металлического листа; достаточно хорошо работает система радиально расходящихся проводов, закопанных в землю на глубину 20—50 *см*. Увеличение общего числа проводов улучшает качество заземления, однако увеличение их числа свыше 100—120 не дает уже существенного эффекта. Качество заземления улучшается, если радиальные провода соединяются между собой перемычками.

Часто заземление заменяют системой проводов, не зарытых, а поднятых над землей, называемых противовесом. Противовес должен достаточно хорошо экранировать антенный провод от земли, играя роль хорошо проводящей поверхности (рис. 6-17,*б*). Он обычно дает худшие результаты, чем заземление, но в ряде случаев его применение оказывается технически более целесообразным (например, в передвижных радиостанциях, при установке станции на каменистом грунте и т. д.).

6-4. РЕЗОНАНСНЫЕ ЧАСТОТЫ АНТЕНН. ГАРМОНИКОВЫЕ АНТЕННЫ

Рассматривая резонансные кривые симметричной антенны (рис 6-7), можно убедиться в том, что одна и та же антенна обладает бесконечным множеством резонансных частот. Оставляя неизменной длину антенны l и изменяя длину волны, можно получить резонансные явления в ней всякий раз, когда вдоль ее длины будет укладываться целое число полуволн. При этом наиболее длинной резонансной волной будет та, половина которой уложится в антенне. Эту волну принято называть основной резонансной волной антенны. Более короткие волны, для которых антенна также оказывается настроенной в резонанс, называют высшими гармониками антенны. При этом им приписывают номер по числу полуволн, которые укладываются вдоль провода антенны. Справедливость высказанного суждения легко понять, рассмотрев распределение стоячих волн тока в проводе симметричной антенны в тех случаях, когда вдоль него укладывается целое число полуволн (рис. 6-18). Каждый полуволновый отрезок провода можно

рассматривать как участок, изолированный от других, поскольку на его концах ток в любой момент времени равен нулю. Как было показано выше, полуволновый провод представляет собой резонансную систему. Следовательно, и во всем проводе, содержащем целое число полуволн, имеет место резонанс.

Высшие грамоники антенны принято делить на четные и нечетные, в зависимости от того, четное или нечетное число полуволн укладывается в проводе.

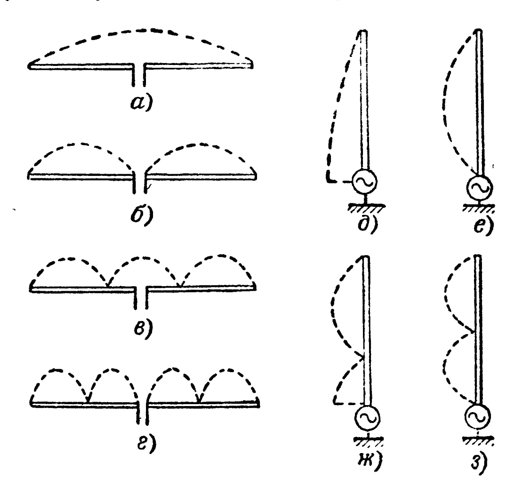


Рис. 6-18. Распределение волн тока в симметричной и несимметричной антеннах при их работе на основной волне и высших гармониках.

Симметричные антенны представляют собой резонансные системы, особенно хорошо излучающие все волны, целое число полуволн которых укладывается вдоль их длины. Несимметричные антенны также представляют собой резонансные системы. Но они особенно хорошо излучают те волны, целое число четвертей которых укладывается вдоль их длины. Основной резонансной волной для них будет та, четверть длины которой равна длине антенны.

На основной волне (рис. 6-18,*а*) и всех нечетных гармониках (рис. 6-18,*в*, *д* и *ж*) точки питания располагаются в пучности тока, и в антенне имеет место резонанс напряжения. При этом ее входное сопротивление невелико и равно сопротивлению потерь в цепи антенны. На всех чет-

ных гармониках (рис. 6-18,*б*, *г*, *е* и *з*) точки, к которым подводится питание, оказываются расположенными в узлах тока, и в антенне имеет место резонанс токов. При этом ее входное сопротивление достигает весьма значительной величины.

При переходе с одной нечетной гармоники на другую нечетную или с одной четной на другую четную входное

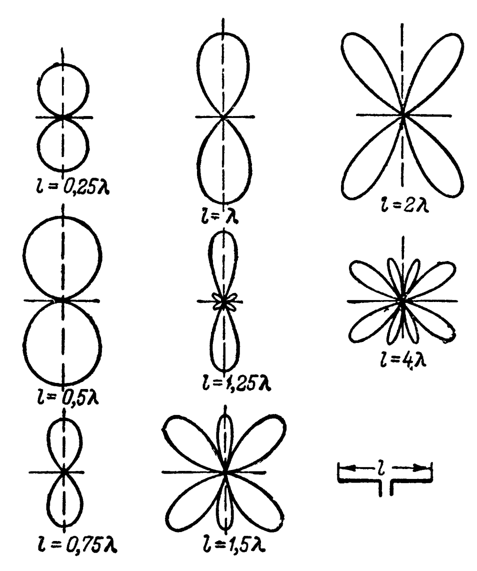


Рис. 6-19. Диаграммы направленности симметричных вибраторов при различных значениях отношения l/λ.

сопротивление антенны меняется сравнительно мало. При переходе же с четной гармоники на нечетную или наоборот входное сопротивление антенны изменяется очень сильно.

Это свойство позволяет эффективно без перестройки использовать антенны для работы на нескольких фиксированных волнах (при этом обычно используются либо четные, либо нечетные гармоники). Антенны, работающие на высших гармониках, получили название гармониковых.

На рис. 6-19 приведены характеристики направленности симметричных антенн в плоскости, проходящей через ось вибраторов, при различной величине отношения l/λ без учета влияния земли.

Для того чтобы получить диаграмму направленности в вертикальной плоскости несимметричных заземленных вибраторов вдвое меньшей высоты, нужно повернуть всю картину на 90° и отрезать нижнюю половину по пунктирной линии.

Из проведенного рассмотрения становится ясным, что входное сопротивление и направленные свойства вибратора зависят от величины отношения l/λ или, как говорят, «электрической длины» вибратора, т. е. его длины, выраженной в долях рабочей волны.

6-5. СИНФАЗНЫЕ И ПРОТИВОФАЗНЫЕ АНТЕННЫ. РЕФЛЕКТОРЫ И ДИРЕКТОРЫ

Для получения направленного излучения в технике коротких и ультракоротких радиоволн часто используют системы вибраторов, определенным образом расположенных друг относительно друга. Обычно вибраторы используются так, что токи в них находятся либо в фазе, либо в противофазе. В зависимости от этого систему называют синфазной или противофазной. Впервые такие антенные системы были разработаны в СССР проф. М. А. Бонч-Бруевичем и В. В. Татариновым.

Рассмотрим сначала работу противофазных антенн.

Если вибраторы, по которым протекают противофазные токи, т. е. сдвинутые на 180°, расположить на некотором расстоянии D друг от друга, соизмеримым с длиной волны, то система будет излучать.

Каждый из таких вибраторов (рис. 6-20) излучает во все стороны электромагнитные волны, фазы которых у вибратора определяются фазой тока в этом вибраторе. Волна, излученная вибратором *1*, двигающаяся направо, достигнет вибратора *2* через отрезок времени $t=D/c$. Если расстояние D равно половине длины волны, то волна подойдет к вибратору *2* через полпериода, после того как она была излучена вибратором *1*.

За это время ток в вибраторе *2*, фаза которого на 180° отличается от фазы тока в вибраторе *1*, изменит фазу на 180° и будет излучать волну, фаза которой совпадает с фазой волны, пришедшей от вибратора *1*. При этом произойдет сложение обеих волн. Вполне очевидно, что аналогичная картина будет иметь место при движении волн в противоположном направлении, т. е. в направлении от вибратора *2* к вибратору *1*

В других направлениях (рис. 6-21,*а*) разность хода между обеими излученными волнами меньше, поскольку она всегда меньше отрезка *АБ*. По этим направлениям волны складываются, не совпадая по фазе, и суммарная волна получается меньше, чем в направлении оси системы (т. е. линии *АБ*, перпендикулярной осям вибраторов). При угле $\varphi<45°$ происходит частичное взаимное уничтожение

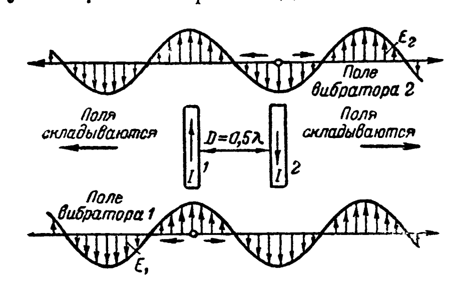


Рис. 6-20. Сложение волн двух противофазных вибраторов.

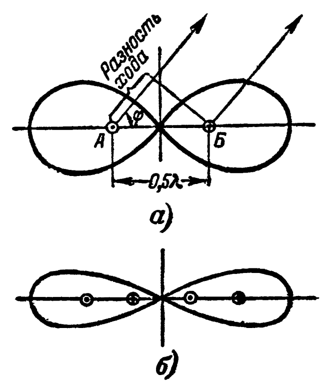


Рис. 6-21. Диаграммы направленности противофазных антенн в плоскости, перпендикулярной осям вибраторов.

а — для двух вибраторов; *б* — для четырех вибраторов.

волн и при $\varphi=90°$, т. е. в направлении, перпендикулярном оси системы, разность хода становится равной нулю и обе волны полностью взаимно уничтожаются. На рис. 6-21,*а* приведена диаграмма направленности такой противофазной системы в плоскости, перпендикулярной оси вибраторов. Диаграмма направленности в плоскости, проходящей через ось вибраторов, зависит от того, является ли каждый из них симметричным или несимметричным излучателем, и от его электрической длины.

Если к данной системе присоединить еще одну такую же пару противофазных излучателей и расположить ее в той же плоскости так, чтобы расстояние между соседними проводами было 0,5λ (рис. 6-21,*б*), то она будет создавать дополнительное усиление излучения в направлении оси системы.

При достаточно большом числе противофазных излучателей можно получить очень острую диаграмму направленности, максимум которой направлен вдоль оси антенной системы. Такие антенны относятся к классу продольных излучателей.

Следует заметить, что расстояние в полволны между

противофазными излучателями не является обязательным. Противофазные антенны с уменьшенным расстоянием между вибраторами обладают значительно большей направленностью, чем рассмотренная выше система.

Причину увеличения направленности при уменьшении расстояния между вибраторами ($D<0,5\lambda$) нетрудно понять из диаграммы направленности антенны при расстоянии между вибраторами $D=0,5\lambda$ (рис. 6-21,*а*). В направлениях, близких к оси системы, разность фаз волн, излученных обоими вибраторами, невелика, и результирующая

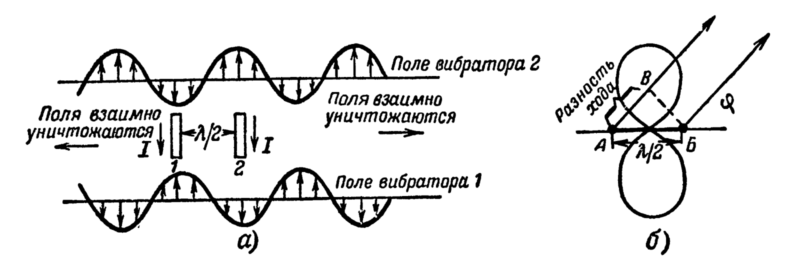


Рис. 6-22. Излучение двух синфазных вибраторов.
а — сложение волн; *б* — диаграмма направленности

волна уменьшается сравнительно мало. В направлениях же, далеких от оси системы, разность фаз получается большой, и небольшое изменение направления приводит к резкому изменению амплитуды суммарной волны. У антенн с укороченными расстояниями между вибраторами уже по оси системы имеется значительная разность фаз. Поэтому даже небольшое отклонение от него приводит к резкому уменьшению амплитуды суммарной волны, и диаграмма направленности оказывается много острее, чем у противофазных антенн, у которых $D=0,5\lambda$.

Чем меньше расстояние между вибраторами, тем выше направленность антенной системы, но одновременно сильно уменьшается сопротивление излучения антенны. Поэтому обычно расстояние между вибраторами берут не меньше чем $0,1\lambda$.

Синфазные системы, т. е. системы, состоящие из вибраторов, токи в которых совпадают по фазе, имеют максимум излучения в направлении, перпендикулярном к оси системы, так как волны, излученные вибраторами в этом направлении, не имеют разности хода и, следовательно, складываются друг с другом в одинаковых фазах (рис. 6-22).

В других направлениях проявляется некоторая разность хода, возрастающая по мере уменьшения угла φ. Наибольшего значения разность хода достигает в направлении оси системы. В случае, изображенном на рис. 6-22,*а* она равна половине волны. Поэтому в этом направлении волны взаимно уничтожаются. Таким образом, синфазная система имеет максимум излучения в направлении, по которому противофазная система не излучала, и не излучает в направлении, по которому противофазная система имела максимум излучения.

Как синфазные, так и противофазные антенны обладают двухнаправленным излучением, т. е. имеют одинаковые максимумы излучения в двух противоположных направлениях.

Однонаправленное излучение получается, когда в вибраторах, расположенных на расстоянии в четверть волны друг от друга, токи сдвинуты по фазе один относительно другого на четверть периода.

Если ток в вибраторе *1* (рис. 6-23,*а*) опережает по фазе на 90° ток, протекающий в вибраторе *2*, то волна вибратора *1*, двигающаяся в сторону вибратора *2*, достигнет последнего через промежуток времени $t=\lambda/4c=T/4$. В это время ток в нем будет иметь ту же фазу, которую имел ток в вибраторе *1* при излучении волны, дошедшей теперь до вибратора *2*. Поэтому волна вибратора *2* будет синфазна с волной, пришедшей от вибратора *1*, и они будут складываться. В результате этого в направлении *А* суммарная волна будет в 2 раза больше волн каждого из вибраторов.

В противоположном направлении *Б* имеет место обратная картина. Пока волна вибратора *2*, ток в котором отстает на четверть периода от тока вибратора *1*, достигнет вибратора *1*, пройдет четверть периода, и ток в вибраторе *1* к этому моменту времени уже на полпериода опередит ток вибратора *2*, создавшего волну, подошедшую к вибратору *1*. Поэтому она окажется в противофазе с волной, излученной вибратором *1*, и в направлении *Б* волны взаимно компенсируются. По другим направлениям вследствие другой величины разности хода происходит либо частичное уничтожение, либо частичное сложение волн. Из диаграммы направленности такой системы (рис. 6-23,*б* и *в*) видно, что вибратор, в котором ток опережает по фазе ток другого вибратора, как бы отражает излученные последним волны и посылает их в противоположном направлении. Благодаря такому действию вибратора *1* его называют рефлектором или зеркалом, а вибратор *2* — антенной.

Однонаправленность может быть получена и при других расстояниях между вибраторами, но тогда разность фаз токов в них должна быть иной. Если, например, сделать расстояние меньше четверти волны, то для того, чтобы волна, достигшая рефлектора, встретила противофазную

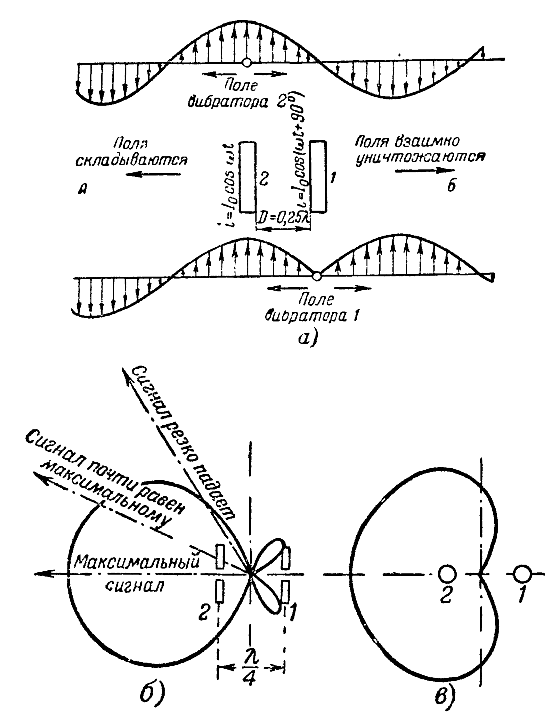


Рис. 6-23. Система из двух вибраторов, обладающая однонаправленным излучением.

а — сложение волн вибраторов; *б* — диаграмма направленности в плоскости вибраторов; *в* — диаграмма направленности в плоскости, перпендикулярной вибраторам.

волну, нужно, чтобы ток в рефлекторе опережал ток в антенне на угол больше 90°.

В случае уменьшенных расстояний между антенной и рефлектором даже по оси системы в направлении главного излучения между волнами вибраторов при их сложении есть некоторая разность фаз, поэтому уменьшение излучения по боковым направлениям будет более резким, чем в случае расстояния в четверть волны и диаграмма направленности таких антенн будет у́же.

Волна, излученная антенной и падающая на рефлектор, наводит в нем значительные токи. Если наведенный ток будет опережать по фазе на 90° ток в антенне, то рефлектор будет выполнять свои функции, не требуя самостоятельного питания. Нужный сдвиг фаз всегда можно установить соответствующей настройкой рефлектора, заключающейся в подборе его длины. Рефлектор может представлять для наведенных токов активное (если его длина равна $\lambda/2$), емкостное (если его длина меньше $\lambda/2$) или индуктивное (если его длина больше $\lambda/2$), в результате чего токи в нем окажутся на тот или иной угол сдвинуты по фазе по отношению к возбуждающей в нем э. д. с. волне.

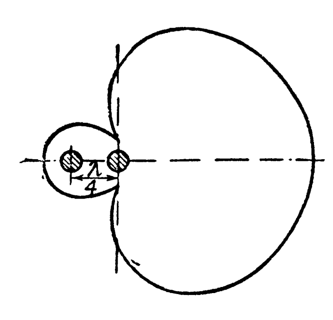


Рис. 6-24. Диаграмма направленности антенны с пассивным рефлектором.

Вследствие того, что ток, наведенный в рефлекторе, всегда меньше тока в антенне, полной компенсации излучения в направлении, обратном направлению главного излучения, достигнуть не удается. Поэтому диаграмма направленности антенны с таким рефлектором (рис. 6-24) всегда будет несколько хуже диаграммы антенны с питаемым рефлектором.

Рефлекторы, не требующие самостоятельного питания и возбуждающиеся полем излучения антенны, называются пассивными в отличие от рефлекторов, питаемых от генератора, которые называются активными.

Антенны с пассивными рефлекторами имеют более простую систему питания и менее сложны в настройке. Поэтому они получили широкое распространение.

В системе, состоящей из антенны и активного рефлектора, вибраторы можно заставить поменяться ролями, изменив, например, направление тока в одном из них на обратное. При этом ток в вибраторе *2* будет опережать ток в вибраторе *1*, и диаграмма направленности антенны изменит свою ориентацию на 180° (рис. 6-25). То же самое нетрудно осуществить и в системе, состоящей из антенны и пассивного рефлектора.

Вид и положение диаграммы направленности определяются одновременно расстоянием между вибраторами и сдвигом фазы между токами в вибраторах. Изменяя рас-

стояние и сдвиг фазы, можно получать различные диаграммы направленности. На рис. 6-26 приведены диаграммы направленности для антенны с пассивным вибратором; в каждом горизонтальном ряду изображены диаграммы направленности антенны с пассивным вибратором при фиксированном расстоянии между ними при различной настройке пассивного вибратора. Настройку пассивного вибратора характеризует угол сдвига фаз Θ между током и напряжением в нем. Рассматривая вертикальные ряды, можно проследить, как изменяется диаграмма направленности системы при фиксированной настройке пассивного вибратора и различных расстояниях между вибраторами. Легко видеть, что при различной расстройке и при одном и том же расстоянии пассивный вибратор может либо почти не влиять на диаграмму направленности антенны, либо играть роль рефлектора, либо, наоборот, направлять излучение на себя. В этом случае пассивный вибратор называют директором.

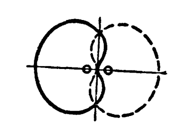


Рис. 6-25. Изменение диаграммы направленности антенны с рефлектором при изменении фазы тока в одном из вибраторов на 180°.

Точно так же, рассматривая вертикальные ряды диаграмм, можно убедиться, что пассивные вибраторы, имеющие одинаковый сдвиг фаз, могут играть роль рефлектора

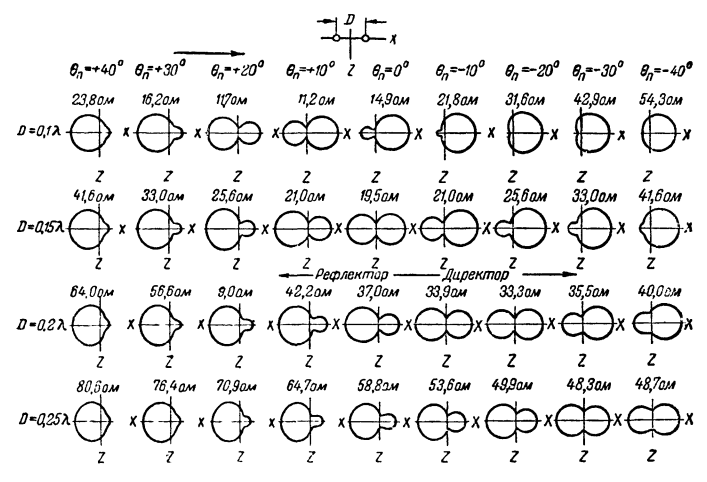


Рис. 6-26. Диаграммы направленности и значения сопротивления излучения антенны с пассивным вибратором при различной настройке и различных расстояниях между ними.

или директора в зависимости от расстояния до антенны. При этом заметно, что с уменьшением расстояния компенсация излучения в направлении, обратном направлению главного излучения, получается много лучше, чем при больших расстояниях. Это объясняется увеличением амплитуды тока, наведенного в пассивном вибраторе при сближении его с антенной.

В антенной технике широко используются как рефлекторы, так и директоры, а в некоторых случаях применяются и те и другие вместе.

На рис. 6-26 над каждой из диаграмм направленности написано сопротивление излучения для антенны, состоящей из полуволновых активного и пассивного вибраторов. Из величин сопротивлений видно, что с уменьшением расстояния между вибраторами сопротивление излучения уменьшается.

6-6. ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Горизонтальный провод, расположенный низко над землей (на высоте, малой по сравнению с длиной волны), практически ничего не излучает, так как при этом он образует со своим зеркальным изображением обычную двухпроводную длинную линию.

С увеличением высоты расстояние между антенной и ее зеркальным изображением растет, и когда оно становится соизмеримым с длиной волны, они образуют излучающую противофазную систему. Естественно, что вид характеристики излучения изменяется в зависимости от высоты. На рис. 6-27,*а* приведены диаграммы направленности расположенного над землей полуволнового вибратора в плоскости, перпендикулярной к его оси. Рассмотрение этих диаграмм приводит к выводу, что горизонтальная антенна, расположенная над хорошо проводящей землей, не излучает энергии вдоль поверхности земли.

В вертикальной плоскости, проходящей через ось вибратора, интенсивность излучения также зависит от высоты. Для нахождения диаграммы направленности в этой плоскости воспользуемся общим правилом нахождения диаграмм сложных систем.

В подавляющем большинстве случаев сложные антенные системы строятся так, что отдельные излучатели, входящие в них, имеют одинаковые диаграммы направленности и одинаково ориентируются в пространстве. Это по-

зволяет найти результирующую диаграмму направленности антенны в два приема.

Прежде всего рассчитывается результирующая диаграмма направленности системы в предположении, что все ее элементы излучают энергию равномерно по всем направлениям с некоторой средней интенсивностью, а затем учитывают неравномерность излучения вибраторов по различным направлениям, умножая графически диаграмму

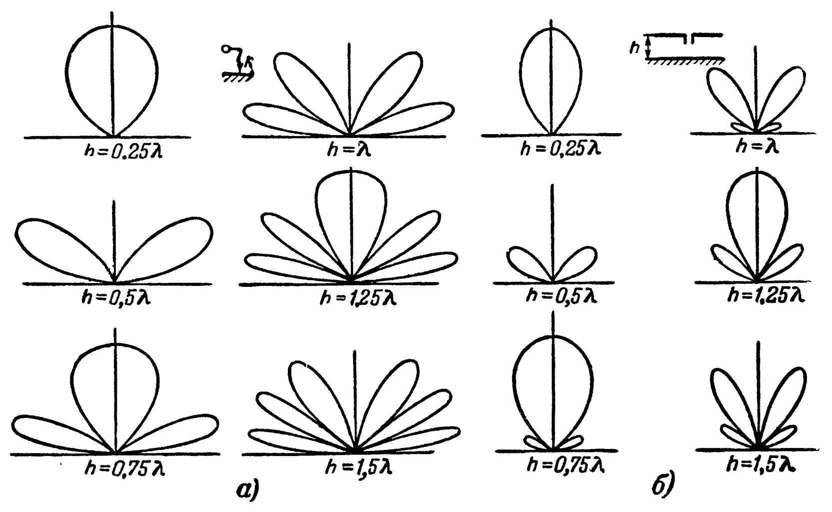


Рис. 6-27. Диаграммы направленности полуволнового вибратора над хорошо проводящей землей.

системы ненаправленных излучателей на диаграмму направленности вибратора (построенную в относительных единицах). На рис. 6-27,*б* представлены полученные таким образом диаграммы направленности поднятого на высоту *h* полуволнового вибратора в плоскости, проходящей через его ось. Для этого диаграммы (рис. 6-27,*а*) графически перемножаются на диаграмму направленности полуволнового вибратора в данной плоскости, приведенную на рис. 6-12.

Из приведенных графиков видно, что с увеличением высоты возрастает число лепестков в диаграмме направленности и одновременно увеличивается направленность излучения. В направлении максимального излучения поле горизонтальной антенны превышает поле ненаправленного излучателя в 1,4—1,7 раза при изменении высоты подвеса

от $h=0{,}25\lambda$ до $h=0{,}5\lambda$, т. е. выигрыш получается небольшой.

Важно заметить, что в плоскости, перпендикулярной оси вибратора, в которой его диаграмма направленности представляет окружность, с увеличением высоты подвеса вибратора возрастает интенсивность излучения под малыми углами к горизонту. При этом, чем выше подвешена антенна, тем ближе к горизонту располагается нижний лепесток.

Излучение под углами, близкими к вертикали, при изменении h периодически то появляется, то исчезает.

Из зависимости сопротивления излучения горизонтального полуволнового вибратора от высоты подвеса над землей (рис. 6-28) видно, что сопротивление излучения быстро возрастает с увеличением высоты, достигая на высоте $h=0{,}25\lambda$ величины сопротивления излучения диполя в свободном пространстве. При дальнейшем увеличении высоты сопротивление излучения практически изменяется относительно мало. Следовательно, ориентировочные энергетические расчеты вибраторов, подвешенных на высоте более $0{,}25\lambda$, можно производить без учета влияния земли, тем более, что точный учет его затруднен различием электрических свойств земной поверхности.

Сопротивление излучения антенн других размеров изменяется таким же образом, и при расчетах допустимо пользоваться графиком, изображенным на рис. 6-28, при увеличении или уменьшении абсолютной величины сопротивления излучения в соответствии с графиками рис. 6-5.

Обычно поверхность земли под антенной не обладает свойствами идеального проводника, и поэтому электрическое поле антенны наводит в земле переменные токи, имеющие значительную вертикальную составляющую. Эти токи также создают поле излучения антенны, в результате чего поле антенны, подвешенной над поверхностью земли, содержит не только горизонтально, но и вертикально поляризованные волны.

Поскольку земля представляет для токов, наведенных в ней, сопротивление, то значительная доля энергии, излучаемая антенной, поглощается. Чем ближе антенна к земле, тем значительнее потери и меньше ее к. п. д.

В результате поглощения в почве отраженные земной поверхностью волны имеют меньшую интенсивность, чем в случае отражения от идеально проводящей земли, в которой поглощение энергии отсутствует. Поэтому резуль-

тирующее поле над поверхностью земли отличается от поля над идеальным проводником. Наибольшее отличие имеет место при низком расположении антенны. Влияние сопротивления земли в этом случае может привести к повороту характеристики излучения полуволнового вибратора на 90°. При этом максимум излучения в горизонтальной плоскости оказывается направленным вдоль оси вибратора.

Это объясняется тем, что при плохой проводимости земли емкостные токи от вибратора проникают в землю

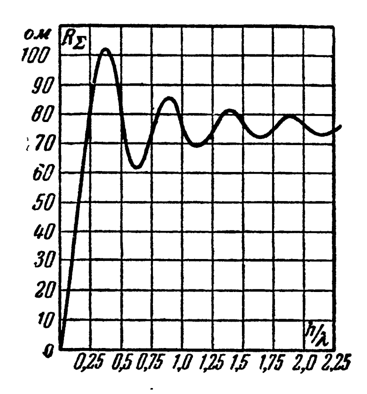


Рис. 6-28. Зависимость сопротивления излучения горизонтального полуволнового вибратора от высоты подвеса над землей.

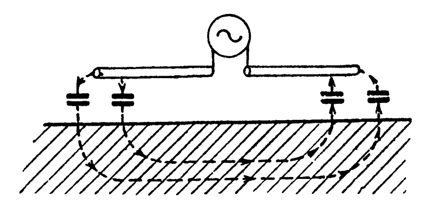


Рис. 6-29. Горизонтальный вибратор над плохо проводящей землей.

(рис. 6-29) и цепь тока образует рамку, диаграмма направленности которой имеет в горизонтальной плоскости восьмерку, вытянутую вдоль оси вибратора (см. § 6-8). Излучение же тока, протекающего в горизонтальном вибраторе при низком расположении, не велико из-за влияния его «зеркального изображения».

Это явление сказывается в различной степени при различной высоте подвеса антенны и различной проводимости земли. В общем случае излучение горизонтального диполя в направлении оси не равно нулю, что благоприятно для ненаправленной работы.

На рис. 6-30 приведены экспериментально снятые на волне 50 *м* диаграммы направленности в вертикальной плоскости горизонтальных антенн, расположенных над хорошо проводящей поверхностью (*1* — над морской водой), над полупроводящей поверхностью (*2* — над сырой почвой) и над плохо проводящей поверхностью (*3* — над сухой почвой). Они показывают, что с ухудшением проводи-

мости почвы результирующее поле несколько уменьшается, однако эти изменения не очень велики. Поэтому на практике пользуются диаграммами, полученными для горизонтальных антенн над идеально проводящей землей.

Вертикальные антенны, излучающие над идеально проводящей землей, образуют со своим зеркальным изобра-

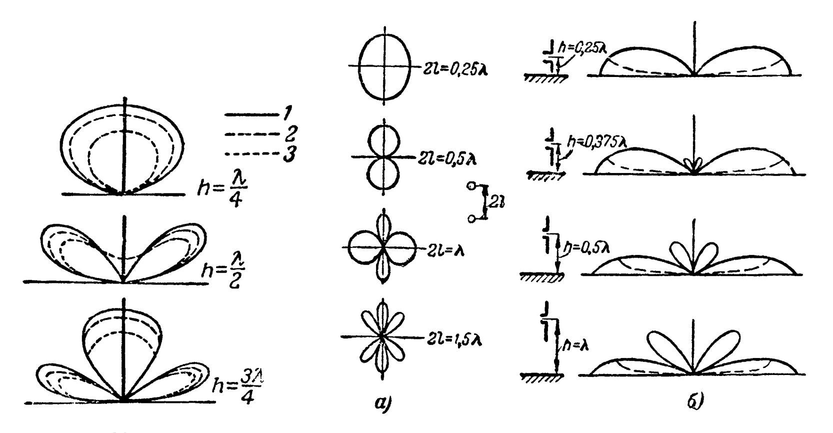


Рис. 6-30. Диаграммы направленности в вертикальной плоскости горизонтальных антенн, расположенных над поверхностями с различной проводимостью.

Рис. 6-31. Диаграммы направленности вертикальных антенн, расположенных на различной высоте над землей.

а — двух синфазных ненаправленных излучателей; *б* — полуволнового симметричного вибратора (пунктир соответствует случаю плохо проводящей земли).

жением синфазную систему вытянутых по одной линии вибраторов. Такая система имеет максимум излучения в плоскости, перпендикулярной их оси, т. е. в горизонтальной плоскости, и минимум излучения — в вертикальном направлении.

На рис. 6-31,*а* приведены характеристики излучения двух синфазных ненаправленных излучателей при различных расстояниях между ними, а на рис. 6-31,*б* — характеристики излучения полуволнового симметричного вибратора, расположенного на различной высоте над землей. С увеличением высоты подвеса возрастает число лепестков диаграммы направленности и увеличивается направленность излучения в направлении к горизонту. Новые лепестки появляются под большими углами к горизонту и с увеличением высоты подвеса антенны увеличивают свою

интенсивность и опускаются вниз; одновременно они сужаются, и направленность излучения возрастает.

Несколько иначе обстоит дело с излучением несимметричных заземленных антенн. Они вместе со своими зеркальными изображениями образуют симметричные антенны, характер излучения которых целиком определяется их длиной. Поэтому для нахождения соответствующей диаграммы направленности нужно пользоваться характеристиками излучения симметричных антенн различной длины, приведенными на рис. 6-19. Сопротивление излучения верти-

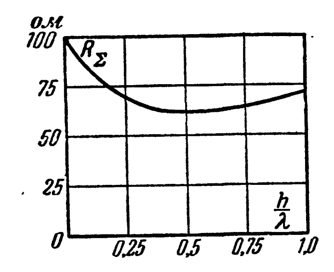


Рис. 6-32. Зависимость сопротивления излучения вертикального симметричного вибратора от высоты подвеса над землей.

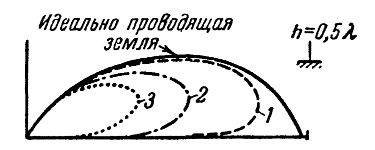


Рис. 6-33. Диаграммы направленности несимметричной заземленной антенны, расположенной над поверхностью хорошо проводящей земли (*1*), полупроводящей земли (*2*), плохо проводящей земли (*3*).

кальных антенн меньше, чем у горизонтальных антенн зависит от высоты подвеса. При минимальной высоте подвеса, когда нижний конец антенны находится на уровне земли, сопротивление излучения полуволнового вибратора, как указывалось выше, равно 100 *ом*. При увеличении высоты центра антенны над землей сопротивление излучения быстро падает до величины сопротивления излучения полуволнового вибратора в свободном пространстве (73,1 *ом*). Начиная с высоты $h=0,25\lambda$ (рис. 6-32) все энергетические расчеты вертикальных антенн можно производить, не учитывая влияние земли.

В том случае, когда земля обладает плохой проводимостью, диаграмма направленности изменяется главным образом под малыми углами к горизонту. Влияние поглощения в земле сказывается в том, что исчезает излучение вдоль земной поверхности, и нижний лепесток диаграммы направленности приобретает вид, показанный на рис. 6-31,*б* пунктирной линией. Одновременно появляется небольшой добавочный лепесток под большим углом к гори-

зонту, однако интенсивность его невелика и обычно его не учитывают. Естественно, что вследствие поглощения результирующее поле излучения будет ослаблено по сравнению со случаем идеально проводящей земли.

Аналогичные изменения происходят в диаграмме направленности заземленных вибраторов (рис. 6-33). Эти диаграммы показывают, что в основном влияние плохой проводимости земли выражается в ослаблении поля и эффекте «отброса» нижнего лепестка диаграммы направленности от поверхности земли.

6-7. СЛОЖНЫЕ ВИБРАТОРЫ

Вследствие того, что антенны с большим сопротивлением излучения обладают высоким к. п. д., характеризуются малыми токами и напряжениями при резонансе, просты в настройке и регулировке, — всегда стремятся к максимальному увеличению сопротивления излучения антенны.

Увеличение длины излучающего провода приводит к возрастанию сопротивления излучения. Однако у линейных проводов увеличение сопротивления излучения с увеличением их длины происходит не непрерывно, а замедляется периодически небольшими уменьшениями этого сопротивления (рис. 6-5), вызванными излучением противофазных участков провода. Увеличить сопротивление излучения при увеличении длины антенны можно двумя путями. Во-первых, можно согнуть участки с противоположным направлением тока в неизлучающие четвертьволновые шлейфы, как это делается в синфазных антеннах (рис. 6-1,*м*). Но при этом общая длина входящих в антенную систему проводов, определяющая сопротивление потерь, оказывается почти вдвое больше длины излучающей части. Поэтому синфазные антенны из проводов, вытянутых в одну линию, применяются только для получения направленного излучения.

Во-вторых, можно согнуть антенный провод в тех местах, где изменяется направление тока. Тогда пространственное направление токов в отдельных участках антенной системы уже не будет противоположным, и при угле изгиба в 90° компенсирующее действие их излучения сводится к нулю. Образующаяся при этом система носит название антенны Ширекса (рис. 6-34).

Если угол изгиба сделать равным 180°, то пространственное направление токов в антенне станет везде одина-

ковым. При небольшом по сравнению с длиной волны расстоянии между излучающими участками созданные ими волны приходят в любые точки пространства с одинаковой фазой и усиливают друг друга.

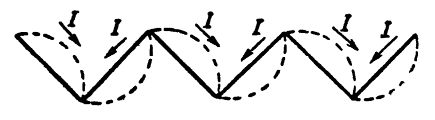


Рис. 6-34. Антенна Ширекса.

На рис. 6-35 приведены типичные примеры так называемых шлейф-вибраторов, основанных на данном принципе. Все они имеют общую длину провода, равную целому числу полуволн, и поэтому являются резонансными системами, входное сопротивление которых носит чисто активный характер. Ток от генератора последовательно обтекает синфазные излучающие элементы, представляющие собой обычно полуволновые вибраторы.

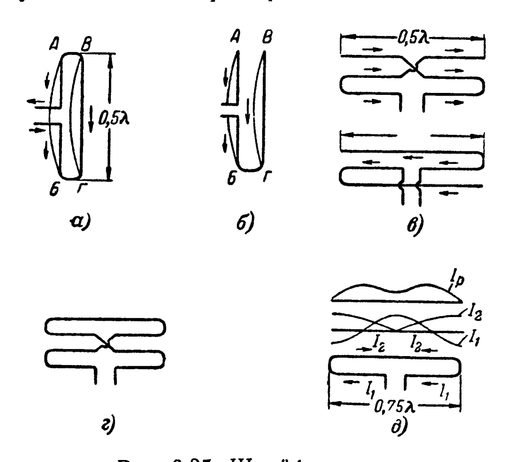


Рис. 6-35. Шлейф антенны.

а — петлевой вибратор; *б* — петлевой вибратор без перемычки; *в* — трехэлементные вибраторы; *г* — четырехэлементный вибратор; *д* — вибратор с длиной 3/4λ.

В отличие от синфазных антенн из вибраторов, вытянутых в одну линию, такие системы не содержат неизлучающих участков провода, и поэтому сопротивление потерь в них имеет минимальную величину. Зато диаграмма направленности шлейф-вибраторов практически не отличается от диаграммы простого полуволнового вибратора.

На рис. 6-35,*а* показана двухвибраторная шлейф-антен-

на, которую часто называют также петлевым вибратором. В ней конец B соединен с концом A для того, чтобы не нарушать симметрии системы. В противном случае (рис. 6-35,*б*) в питающем фидере потекут различные токи и он создаст интенсивное излучение в окружающем пространстве. Необходимо обратить внимание на то, что оба вибратора при этом оказываются соединенными не параллельно, как это могло бы показаться на первый взгляд, а последовательно.

В тех случаях, когда в антенне укладывается нечетное число полуволн (рис. 6-35,*в*), система получается симметричной и производить соединение концов не нужно.

На рис. 6-35,*г* изображена четырехэлементная антенна. Из приведенных примеров видно, что во всех проводах, образующих сложные вибраторы, одновременно текут одинаковые синфазные токи. Поскольку они располагаются в непосредственной близости друг от друга, то такую систему можно рассматривать как единый вибратор, в котором течет ток

$$I_{\text{А}m} = nI_{\text{А.1}m},$$

где n — число элементов в антенне;

$I_{\text{А.1}m}$ — амплитуда тока в элементах.

Мощность излучения сложного вибратора может быть подсчитана по общей формуле

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{2}(nI_{\text{А.1}m})^2 R_{\Sigma.1} = \frac{1}{2} I^2_{\text{А.1}m} n^2 R_{\Sigma.1},$$

где $R_{\Sigma.1}$ — сопротивление излучения одного элемента (полуволнового вибратора).

Отсюда

$$R_{\Sigma} = n^2 R_{\Sigma.1}, \tag{6-19}$$

т. е. сопротивление излучения сложного вибратора равно сопротивлению излучения его отдельного элемента, умноженного на квадрат числа образующих его элементов.

Результаты экспериментальных измерений сопротивления излучения хорошо совпадают со значениями, получаемыми по формуле (6-19). Так, для петлевого двухэлементного вибратора при измерениях получено $R_{\Sigma} = 320$ *ом*, а для трехэлементного вибратора $R_{\Sigma} = 640$ *ом*. Некоторое расхождение полученных значений с вычисленными по формуле (6-19) объясняется изменением закона распределения тока в проводах вибраторов за счет их взаимного влияния.

Эти значения сопротивления излучения настолько велики, что двух- и трехэлементные вибраторы можно непосредственно согласовывать с открытыми двухпроводными линиями, что является их весьма ценным свойством.

Сложные вибраторы допускают удовлетворительную работу без перестройки антенны и питающего ее фидера внутри любого любительского диапазона; при работе же с обычным вибратором коэффициент бегущей волны в фидере изменяется в пределах такого диапазона примерно в 2 раза.

Данные свойства являются также чрезвычайно ценными при широкополосной работе, например при передаче и приеме частотно модулированных сигналов в телевидении, телеуправлении и радиолокации.

Величину сопротивления излучения можно подбирать, производя изгиб не в точках, где ток меняет свое направление, а в других точках провода. Тогда в отдельных частях вибраторов будут течь противофазные токи, и сопротивление излучения будет несколько уменьшено. Например, с 500-омной воздушной линией хорошо согласуется петлевой вибратор, состоящий из двух вибраторов длиной в 0,75λ и имеющий сопротивление излучения $R_{\Sigma}=500$ *ом* (рис. 6-35,*д*). Полная длина провода такого вибратора равна 1,5λ, поэтому он является резонансной системой. Распределение тока в обоих проводах различно. Распределение тока в вибраторе показано на рис. 6-35,*д*. Диаграмма направленности такой системы мало отличается от диаграммы направленности полуволнового вибратора. В некоторых случаях одновременно с изменением сопротивления излучения меняется диаграмма направленности.

6-8. РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

В отличие от рассмотренных выше антенн рамочная антенна (рис. 6-36,*а* и *б*) используется на волнах много больше резонансной. Ее можно представить себе как расширенный конец короткозамкнутого фидера. Собственная волна рамки обычно в 4—6 раз длиннее общей протяженности входящих в нее проводов. Настройка ее производится с помощью конденсаторов или катушек индуктивности, включаемых на ее входе. Вследствие того, что размеры рамочной антенны обычно много меньше длины рабочей волны, токи в противолежащих сторонах ее имеют противоположное направление.

Рамочная антенна обладает в плоскости, перпендикулярной плоскости рамки, диаграммой направленности, имеющей вид восьмерки (рис. 6-36,*в*). В направлении перпендикуляра к плоскости рамки противофазные волны, излученные противолежащими сторонами рамки, не имеют разности хода и взаимно уничтожаются. По другим направлениям полного уничтожения не происходит вследствие наличия разности хода. Наибольшей величины разность хода достигает в направлении прямой, соединяющей стороны рамки. По этому направлению излучение максимально.

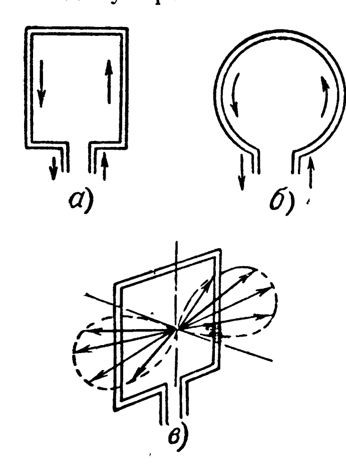


Рис. 6-36. Рамочные антенны.
а — квадратная рамка; *б* — круглая рамка; *в* — диаграмма направленности.

Вследствие малой длины сторон рамочной антенны, т. е. расстояния между попарно противофазными излучающими элементами по сравнению с длиной волны, сопротивление излучения и действующая высота такой антенны очень малы. Поэтому рамочные антенны редко используются в передатчиках. В приемной технике рамочные антенны находят широкое применение.

Для увеличения действующей высоты рамочной антенны ее можно выполнить из нескольких витков провода. Форма контура рамки при этом может быть как прямоугольной, так и круглой.

Действующая высота рамочной антенны рассчитывается по формуле

$$h_д = 2\pi nS\frac{1}{\lambda},$$

где n — число витков провода, образующего рамку;
S — площадь рамки.

6-9. АНТЕННЫ ДЛИННЫХ И СРЕДНИХ ВОЛН

На длинных и средних волнах земная поверхность обладает обычно хорошей проводимостью. У поверхности хорошего проводника электрическое поле может быть на-

правлено только перпендикулярно его поверхности. Поэтому как передающие, так и приемные антенны для этих волн должны обладать развитой вертикальной частью.

Для того чтобы антенна была резонансной и имела достаточно большие сопротивления излучения и к. п. д., размеры ее должны приближаться по крайней мере к 0,25λ, т. е. на длинных волнах высота ее должна быть равна нескольким сотням метров. Практически удается построить антенны (мачты) высотой не выше 200—300 *м*. Поэтому на волнах длиннее 1 000 *м*, как правило, приходится работать с антеннами, имеющими длину меньше резонансной. Вследствие этого входное сопротивление антен-

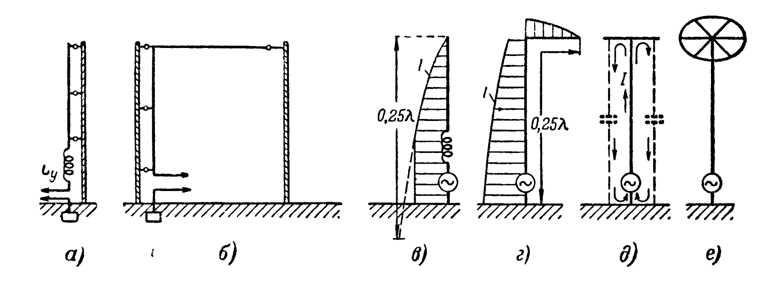


Рис. 6-37. Антенны длинных и средних волн.

а — заземленный вибратор с удлинительной катушкой; *б* — Г-образная антенна; *в* — распределение тока в антенне с катушкой; *г* — распределение тока в Г-образной антенне; *д* — Т-образная антенна; *е* — антенна со звездочкой.

ны имеет реактивную составляющую емкостного характера и для ее компенсации последовательно с антенной приходится включать катушки индуктивности (рис. 6-37,*а*). Эти катушки называют удлинительными. Сопротивление излучения, как это видно из графика, приведенного на рис. 6-5, у антенн с малой электрической длиной весьма мало. В то же время активное сопротивление удлинительных катушек довольно значительно. Поэтому сопротивление потерь в цепи антенны становится большим или того же порядка, что и сопротивление излучения, и в соответствии с формулой (6-7) к. п. д. антенны получается весьма низким.

На средних волнах при работе антенны в широком диапазоне частот может оказаться, что частота подводимых к ней колебаний ниже резонансной. В этом случае реактивная составляющая ее входного сопротивления имеет

индуктивный характер, и для настройки антенны приходится применять конденсатор. Его принято называть укорачивающим. В общем случае цепь настройки диапазонной антенны должна содержать как емкость, так и индуктивность.

С точки зрения получения максимального к. п. д. антенны выгоднее, конечно, работать с укорачивающим конденсатором, но это не всегда возможно из-за трудностей, связанных с созданием антенн большой длины.

Применение элементов настройки не изменяет сопротивление излучения антенны, которое определяется только ее электрической длиной, и поэтому при работе с короткими антеннами сопротивление излучения всегда невелико. Вследствие этого для получения большой мощности излучения в таких антеннах приходится создавать большие токи.

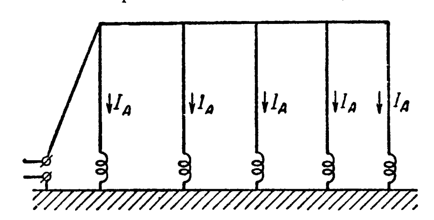


Рис. 6-38. Антенна из нескольких близко расположенных излучателей.

Малое сопротивление излучения приводит также к тому, что резонансная характеристика антенны становится очень острой, вследствие этого антенна очень критична в настройке. Кроме того, при низком сопротивлении излучения приходится особенно тщательно выполнять заземление нижнего конца антенны, ибо в противном случае резко снижается к. п. д. системы.

Для увеличения к. п. д. вместо удлинительной катушки индуктивности увеличивают длину антенны до резонансной и сгибают ее на высоте мачты под прямым углом, образовав оставшейся частью горизонтальный участок. Такая Г-образная антенна излучает лучше, чем прямая антенна с удлинительной катушкой, но она требует установки второй мачты (рис. 6-37,*б*).

Если высота подвеса Г-образной антенны невелика, горизонтальная часть ее практически не излучает, так как она образует со своим зеркальным изображением двухпроводную линию. Зато распределение тока в излучающей вертикальной части существенно улучшается. В ней укладывается часть стоячей волны тока, близкая к пучности, и пучность располагается ближе к верхнему концу, который находится в наиболее благоприятных для излучения условиях.

Увеличить амплитуду тока на конце антенны можно также, устраивая дополнительную горизонтальную часть в виде двух горизонтальных лучей (Т-образная антенна на рис. 6-37,*д*) или в виде многих лучей (антенна со «звездочкой» на рис. 6-37,*е*). Во всех случаях горизонтальные элементы образуют с землей некоторую емкость. Благодаря этому амплитуда тока на конце вертикальной части антенны уже не равна нулю, и распределение тока вдоль нее становится более равномерным. Площадь тока, а следовательно, и действующая высота антенны увеличиваются.

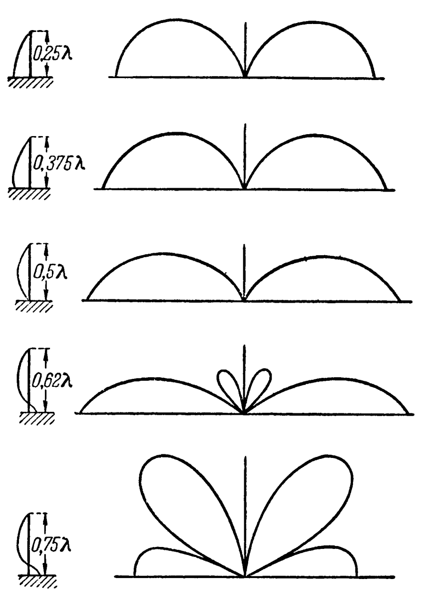


Рис. 6-39. Диаграмма направленности вертикальных заземленных вибраторов различной длины.

Для увеличения сопротивления излучения радиовещательные антенны часто выполняются в виде нескольких вертикальных вибраторов, питаемых от одного генератора. вибраторы располагаются на расстояниях, много меньших длины волны, и связываются верхними горизонтальными частями (рис. 6-38).

Такую систему можно рассматривать как сложное соединение Т- и Г-образных антенн.

Из сравнения диаграмм направленности заземленных вибраторов различной длины (рис. 6-39) видно, что наибольшее излучение в направлении малых углов к горизонту, что важно при установлении дальних связей, имеют вибраторы с электрической длиной от $l=0,5\lambda$ до $l=0,62\lambda$. Подробное исследование этого вопроса показало, что наивыгоднейшей длиной антенны является длина, немного бóльшая полуволны, а именно $l=0,528\lambda$. На средних волнах создание такой антенны вполне возможно.

6-10. АНТЕННЫ КОРОТКИХ ВОЛН

Чем короче волна, тем больше разнообразие используемых типов антенн.

На коротких волнах проводимость почвы ухудшается и вследствие этого возрастают потери в заземлении. Поэтому на этих волнах обычно избегают несимметричных заземленных вибраторов. Только около больших водных поверхностей или при расположении станции на сырых почвах заземленные вибраторы дают хорошие результаты. Наилучшие результаты получаются при длине вибратора в полволны. Тогда у заземления находится узел тока и даже при большом переходном сопротивлении потери в нем будут не велики. Если высоту мачты желательно уменьшить, то можно часть вибратора согнуть под прямым углом, образуя Г-образную антенну, или сделать антенну наклонной (рис. 6-40).

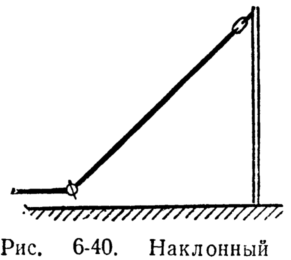


Рис. 6-40. Наклонный вибратор.

Наиболее распространенным типом коротковолновых антенн является горизонтальный полуволновый вибратор.

Для получения максимальной дальности связи желательно иметь антенну, интенсивно излучающую под малыми углами к горизонту порядка 10—20°.

С этой точки зрения горизонтальные вибраторы имеют хорошие диаграммы направленности при высоте подвеса от $0{,}5\lambda$ и выше (рис. 6-27,*а*), но увеличивать высоту подвеса более $h=\lambda$ обычно бывает трудно.

В горизонтальной плоскости антенна имеет неравномерную диаграмму направленности; в плоскостях, расположенных под углом φ к горизонту, величина этой неравномерности будет изменяться в зависимости от высоты подвеса антенны и величины угла φ (рис. 6-41). Это необходимо учитывать при установке антенны, ориентируя максимумы излучения по направлению наиболее важных линий связи. Работа антенны в диапазоне волн наиболее просто осуществляется при питании вибратора в центре двухпроводным воздушным фидером.

Поскольку входное сопротивление вибратора близко к 73 *ом*, а фидер обладает волновым сопротивлением в несколько сот ом, то, если не принять специальных мер, они будут рассогласованы и в фидере возникнут стоячие

волны. Повышение напряжения при стоячих волнах на отдельных участках фидера и ухудшение его к. п. д., а также резкая зависимость входного сопротивления фидера от его длины являются серьезными недостатками такого метода питания. С ними можно мириться только, если длина фидерной линии не превышает $(3 \div 4)\lambda$. Однако в ряде случаев оказывается необходимым осуществлять согласо-

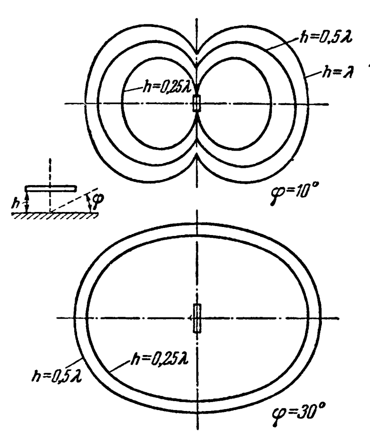


Рис. 6-41. Диаграммы направленности горизонтального полуволнового вибратора в горизонтальной плоскости под различными углами к горизонту при различной высоте подвеса вибратора.

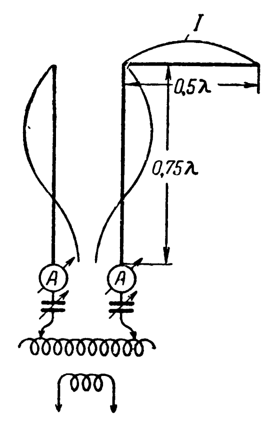


Рис. 6-42. Схема подключения фидера к концу полуволнового горизонтального вибратора.

вание и при меньшей длине фидера.

В ряде случаев по чисто конструктивным соображениям питающий фидер удобно присоединять к концу полуволнового вибратора. Поскольку на конце вибратора находится узел тока, то для сохранения симметрии фидера, т. е. получения узла тока на свободном конце его второго провода, этот конец крепят на изоляторе (рис. 6-42).

Если длина соединительного фидера больше $(3 \div 4)\lambda$, потери в нем при рассогласовании становятся недопустимо большими и оказывается необходимым принять меры для согласования фидера с антенной. Это достигается обычно с помощью согласующих трансформаторов. На рис. 6-43,*а* приведен пример согласования высокоомного воздушного фидера и вибратора с низким входным сопротивлением с помощью трансформатора в виде четвертьволновой разомкнутой линии. Согласование достигается изменением

точек подключения вводов фидера к трансформатору. Чем ближе они к разомкнутому концу линии трансформатора, тем выше входное сопротивление системы антенна — трансформатор.

На рис. 6-43,*б* изображен способ согласования вибраторов, имеющих большое входное сопротивление, с воздушной линией. В этом случае приходится применять трансформатор в виде отрезка короткозамкнутой линии.

Согласование входного сопротивления вибратора в системе, изображенной на рис. 6-43,*в*, достигается путем

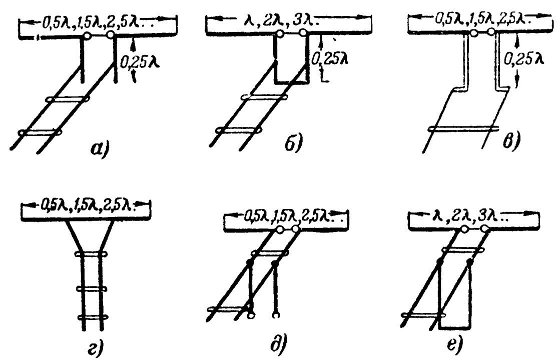


Рис. 6-43. Согласование горизонтальных вибраторов с воздушным фидером.

подбора волнового сопротивления промежуточной четвертьволновой линии.

Способ согласования с помощью реактивного шлейфа в виде отрезка разомкнутой и короткозамкнутой линии изображен на рис. 6-43,*д* и *е*. Здесь согласование достигается путем подбора длины шлейфа и места его подключения к фидеру.

Особенно широко используется способ согласования полуволновых вибраторов с помощью отрезка расходящейся линии (рис. 6-43,*г*). Здесь, с одной стороны, согласование достигается за счет изменения положения точек подключения линии к вибратору, с другой стороны, за счет изменения сопротивления отрезка расходящейся линии. Чем ближе к концам вибратора устанавливаются вводы линии, тем больше его входное сопротивление.

Этот же принцип положен в основу согласования вибраторов с однопроводным фидером (рис. 6-44), где оно

достигается за счет некоторого смещения ввода от центра вибратора. Благодаря тому, что при согласовании энергия переносится вдоль линии и поглощается нагрузкой, излучение однопроводного фидера в этом случае невелико.

Широкое распространение на коротковолновых станциях получила уголковая антенна Пистолькорса (рис. 6-45). Она представляет собой симметричный вибратор, половины которого раздвинуты не на 180°, а на 90° (иногда 120°). Благодаря этому сопротивление излучения несколько уменьшается, но зато диаграмма направленности в гори-

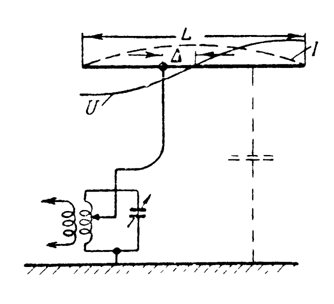


Рис. 6-44. Согласование горизонтального вибратора с однопроводным фидером.

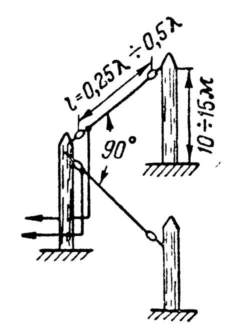


Рис. 6-45. Уголковая антенна Пистолькорса.

зонтальной плоскости получается гораздо более равномерной, чем у вибратора с проводами, вытянутыми в одну линию, и антенну можно практически считать ненаправленной.

Для успешной работы в широком диапазоне частот необходимо, чтобы антенна относительно мало меняла свою диаграмму направленности и величину входного сопротивления при изменении длины волны.

Этим свойством обладают антенны с малым волновым сопротивлением, состоящие из вибраторов с большим диаметром. На этом принципе основана широко распространенная антенна-диполь С. И. Надененко (рис. 6-46). При диаметре излучателя $D=0{,}03\lambda$ волновое сопротивление его будет близко к 300 *ом* и антенна удовлетворительно согласуется в широком диапазоне частот с 200-омным фидером, в качестве которого обычно используется четырехпроводная линия. При этом нет надобности выполнять антенну из сплошного проводника, — опыт показывает, что шесть — во-

семь проводов, натянутых по образующим цилиндра, достаточно хорошо заменяют сплошной проводник.

В диапазоне коротких волн вследствие малой длины вибраторов имеются особенно большие возможности создания направленных антенн. Наиболее простой из них является антенна с рефлектором. Антенны с рефлектором и директором получаются весьма громоздкими и используются довольно редко. При нормальных расстояниях

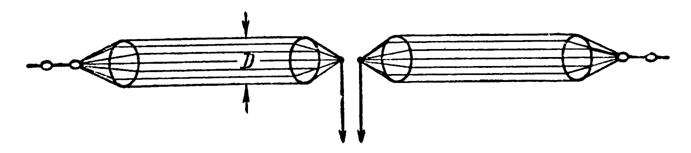


Рис. 6-46. Диполь С. И. Надененко.

между антенной и пассивным рефлектором размеры для двухвибраторной системы, показанные на рис. 6-47, вычисляются по формулам:

$$L_{\text{А}} = \frac{143{,}4}{f}; \quad L_{\text{р}} = \frac{146{,}6}{f}; \quad D = \frac{75}{f}, \qquad (6\text{-}20)$$

где размеры даны в *м*, а частота в *Мгц*.

Для точной коррекции настройки пассивного вибратора по предложению В. В. Татаринова часто используются реактивные шлейфы.

Расстояние в четверть волны между вибраторами на коротких волнах получается довольно значительным, поэтому чаще используются системы с уменьшенными расстояниями между вибраторами.

Вследствие сильного влияния вибраторов друг на друга точные наивыгоднейшие размеры системы указать невозможно, так как они зависят от многих индивидуальных свойств системы: высоты подвеса над землей, свойств почвы, толщины проводов и т. д. Их находят опытным путем при регулировке антенны. При уменьшенных расстояниях возможно создание и трехвибраторных антенн, тогда расстояние между активным вибратором и рефлектором выбирают обычно равным 0,15λ, а между активным вибратором и директором — в 0,1λ.

При правильной настройке такая система может дать выигрыш в главном направлении на 10 *дб* и ослабление в обратном направлении на 30 *дб*.

В диапазоне коротких волн нашли распространение антенны с бегущей волной. Режим бегущей волны в проводах антенн достигается тем, что они нагружаются на конце на чисто активное сопротивление, равное их волновому сопротивлению.

Диаграмма направленности провода с бегущей волной представляет собой довольно узкий лепесток (точнее тело, получающееся в результате его вращения около провода, как около оси), наклоненный в направлении движения волны (рис. 6-48). Острота диаграммы и угол наклона ле-

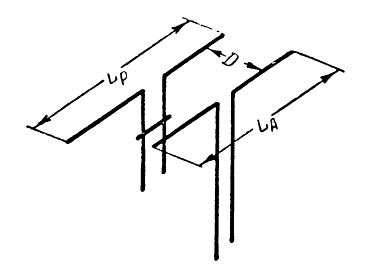


Рис. 6-47. Горизонтальный полуволновый диполь с рефлектором.

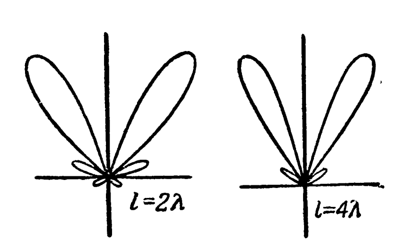


Рис. 6-48. Диаграммы направленности провода с бегущей волны.

пестка возрастают с увеличением электрической длины провода.

Направленное действие антенн увеличивают, изготовляя антенну из двух (V-образная антенна) или четырех (ромбическая антенна) проводов, направленных под углом друг к другу так, чтобы направление лепестков их диаграмм совпадало (рис. 6-49).

В качестве нагрузочного сопротивления в ромбических антеннах обычно используется линия с большим затуханием (например, из железных проводов).

Длина сторон антенн бегущей волны обычно выбирается равной (2—4)λ. Высота мачт V-образной антенны и угол раствора ромбической антенны должны выбираться так, чтобы главные лепестки диаграммы проводов имели нужное направление.

Основным достоинством антенн данного типа является очень широкий диапазон рабочих частот; недостатком — относительно большие габариты и значительные потери энергии в нагрузочном сопротивлении.

В диапазоне коротких волн возможно использование синфазных и противофазных антенн. Эти антенны должны

решать две основные задачи: создавать излучение под низкими углами к горизонту и придавать этому излучению направленный характер в заданном направлении.

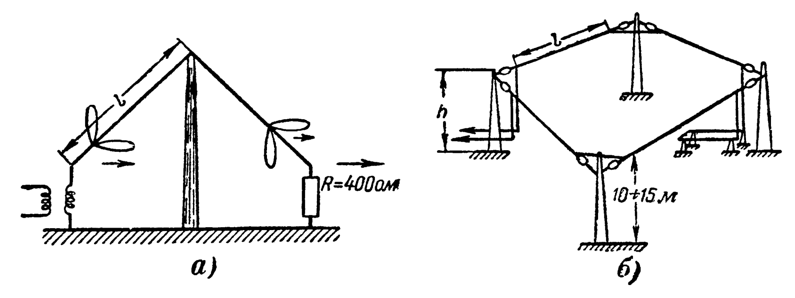


Рис. 6-49. Антенны бегущей волны.
а — V-образная антенна; *б* — ромбическая антенна.

Первая задача решается в синфазных антеннах путем расположения вибраторов в два, четыре или более этажей на расстоянии в полволны один над другим (рис. 6-50). Тогда в горизонтальном направлении излучение вибраторов складывается, а в вертикальном благодаря разности хода на $\frac{\lambda}{2}$ уничтожается.

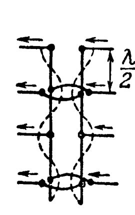


Рис. 6-50. Направленная синфазная антенна.

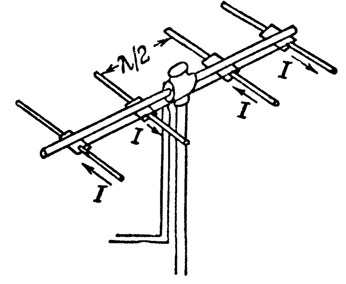


Рис. 6-51. Направленная противофазная антенна.

В противофазных антеннах для получения того же эффекта нужно располагать вибраторы на одном уровне, на расстоянии в полволны один от другого (рис. 6-51). Тогда благодаря разности хода $\frac{\lambda}{2}$ в горизонтальном направлении волны, излученные противофазными вибраторами, будут усиливать друг друга, а в вертикальном направлении — взаимно уничтожаться.

Для решения второй задачи в обоих типах антенн горизонтальные ряды выполняются из синфазных вибраторов. Чем больше будет их в рядах, тем более высокой направленностью в горизонтальной плоскости обладает антенна. Синфазность возбуждения вибраторов достигается тем, что они питаются от одного фидера, подключаясь к нему

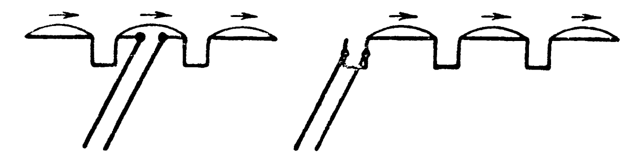


Рис. 6-52. Питание синфазных вибраторов через неизлучающие фазирующие шлейфы.

через интервалы в $\frac{\lambda}{2}$. Вибраторы через этаж соединяются с фидером перекрещивающимися перемычками.

При втором распространенном способе питания синфазных вибраторов их соединяют последовательно через неизлучающие фазирующие шлейфы (рис. 6-52). При этом для выполнения условия синфазного излучения достаточно,

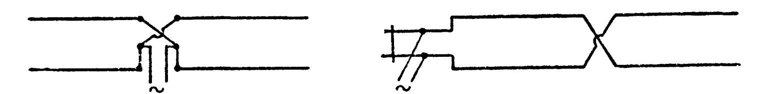


Рис. 6-53. Питание противофазных вибраторов с укороченными расстояниями между вибраторами.

чтобы общая длина проводов вибратора и последующего шлейфа равнялась длине волны, а длина самих вибраторов значения не имеет.

Синфазные антенны обладают большим входным сопротивлением, близким к сумме сопротивлений излучения всех вибраторов; поэтому их удобно питать через высокоомные воздушные фидеры.

Для получения более высокой направленности и уменьшения габаритов антенн расстояние между вибраторами в противофазных антеннах обычно уменьшают до (0,15—0,1)λ. Это дает возможность также упростить систему их питания, соединяя вибраторы не через фазирующие шлейфы, а короткими перекрещивающимися перемычками (рис. 6-53).

Благодаря сильному взаимному влиянию близко расположенных вибраторов точная длина их резонансной волны может в сильной степени меняться, поэтому она находится опытным путем в процессе регулировки антенны.

При малом расстоянии между вибраторами их сопротивление излучения резко падает и питание от высокоомного воздушного фидера становится возможным только через согласующий трансформатор.

6-11. АНТЕННЫ УЛЬТРАКОРОТКИХ РАДИОВОЛН

В диапазоне ультракоротких радиоволн используются преимущественно антенны, обладающие острой направленностью хотя бы в одной плоскости. При малой длине волны такие антенны получаются достаточно компактными, что дает возможность, не встречая больших технических трудностей, делать их вращающимися.

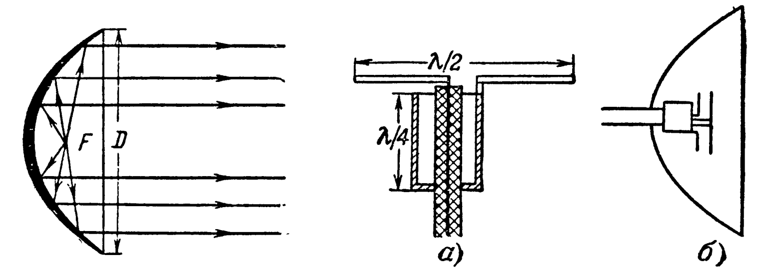


Рис. 6-54. Точечный излучатель с параболическим отражателем.

Рис. 6-55. Схема питания вибратора (*а*) и установки контррефлектора (*б*).

Благодаря этому имеется возможность, получая большой выигрыш в мощности и уменьшая взаимные помехи станций, осуществлять связь по любым желаемым направлениям. В диапазоне метровых волн наиболее часто используются описанные выше многовибраторные синфазные и противофазные системы.

На волнах дециметрового и сантиметрового диапазонов для создания острой направленности широко используются отражатели различного типа, особенно часто применяются параболические зеркала, выполняемые обычно из дюралевого листа, покрываемого тонким слоем серебра.

Принцип их действия основан на известном свойстве параболических зеркал, заключающемся в том, что лучи,

идущие параллельно их оси, собираются в одной точке, находящейся перед зеркалом и называемой фокусом отражателя. Естественно, что если использовать систему в обратном порядке, т. е. поместить в фокусе зеркала излучатель, то его лучи будут собраны отражателем в параллельный пучок (рис. 6-54). Однако это имеет место только при идеальном точечном излучателе. Реальные излучатели обычно представляют собой полуволновые вибраторы, питаемые через коаксиальный кабель и симметрирующий четвертьволновый трансформатор, который изолирует одну из половин вибратора от внешней оплетки кабеля (рис. 6-55,*а*). Для возможно большего сужения диаграммы направленности и уничтожения ее боковых лепестков нужно, чтобы размеры отражателя были во много раз больше размеров излучателя:

$$D \gg l = \frac{\lambda}{2}.$$

Получение узкой диаграммы направленности возможно только при изготовлении параболического зеркала с высокой степенью точности.

Ширина диаграммы направленности может быть рассчитана по формуле

$$\Theta = 60\frac{\lambda}{D}. \qquad (6\text{-}21)$$

Эта формула показывает, что при достаточно большом диаметре зеркала можно получить весьма узкую диаграмму направленности. Так, при $D=20\lambda$, что вполне осуществимо на сантиметровых и даже на дециметровых волнах, ширина луча $\Theta=3°$.

Искажения диаграммы направленности возникают также за счет того, что не все излучение вибратора попадает на отражатель, около половины его расходится в разные стороны непосредственно от слабонаправленного вибратора.

Для устранения этого недостатка впереди вибратора часто устанавливают контррефлектор (рис. 6-55,*б*).

В случае металлических вибраторов, которые можно условно называть электрическими излучателями, излучение вызывается перемещением электрических зарядов и их полем, направленным вдоль вибратора и изменяющимся по синусоидальному закону.

Если создать устройство, в котором часть пространства, имеющая форму такого же вибратора, будет заполнена по

тому же закону переменным магнитным полем, то этот «магнитный вибратор» будет создавать излучение такое же, как электрический, только с заменой электрического поля на магнитное и обратно.

Примером такого устройства может служить полуволновая щель, прорезаемая в дне прямоугольного волновода параллельно его широкой стороне (рис. 6-56). В этом случае магнитные силовые линии будут направлены вдоль отверстия, так же как электрические силовые линии направлены вдоль металлического диполя. Поэтому такой излучатель можно назвать магнитным диполем; его резонансные и излучающие свойства будут полностью совпадать со свойствами металлического диполя той же формы при замене магнитного поля на электрическое, и наоборот. Например, для точной настройки в резонанс он должен быть, как и металлический вибратор, несколько укорочен; для получения максимальной широкополосности следует ширину отверстия делать возможно большей (при этом требуемое укорочение увеличивается). Наилучшей широкополосностью обладает отверстие, сделанное во всю ширину волновода; для его настройки требуется довольно значительное укорочение, т. е. частичное закрытие выхода волновода (рис. 6-57).

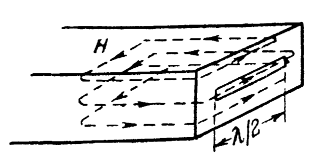
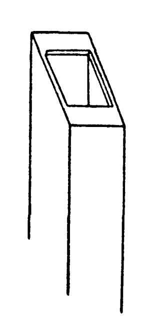


Рис. 6-56. Полуволновая щель в волноводе (магнитный вибратор).

Использовать излучение из отверстий в металлических поверхностях впервые было предложено М. С. Нейманом, который назвал их дифракционными излучателями. В настоящее время в сантиметровом диапазоне весьма часто применяются излучатели такого типа.


Рис. 6-57. Настройка открытого конца волновода.

Из сказанного выше вытекает, что открытый конец волновода должен обладать малой направленностью излучения, так как он подобен линейному вибратору. Рупор, устанавливаемый часто на конце волновода, увеличивает направленность излучения (рис. 6-58,*а*).

Чем шире отверстие рупора и больше его длина, тем плавнее переход от узкого волновода к открытому про-

странству и тем у́же его диаграмма направленности. Отверстие рупора в этом случае представляет собой систему синфазных магнитных вибраторов, вытянутых в одну линию (рис. 6-58,*б*), что по своим излучающим свойствам равноценно системе такого же числа синфазных электрических вибраторов, расположенных в перпендикулярном направлении.

Поэтому рупор имеет резко выраженный максимум излучения в направлении своей оси и несколько боковых лепестков (рис. 6-58,*в*).

Из сказанного ясно, что для получения высокой направленности нужно, чтобы длина рупора была много больше длины волны. Так, для получения ширины диаграммы направленности в 50° нужно иметь длину рупора порядка 8—10λ. Для сужения диаграммы направленности в 2 раза придется длину рупора увеличить в 5 раз. Естественно, что это технически осуществимо только на сантиметровых и миллиметровых волнах.

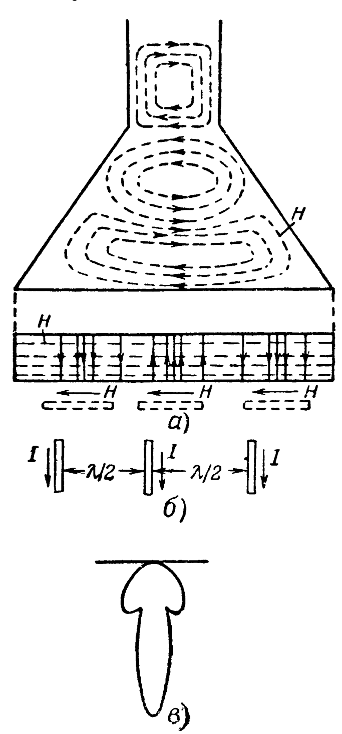


Рис. 6-58. Рупорный излучатель.

а — устройство рупора; *б* — отверстие рупора как система синфазных магнитных вибраторов; *в* — диаграмма направленности

Чем больше длина рупора, тем меньше можно сделать угол его конусности для получения заданного размера отверстия, а следовательно, и коэффициента направленности.

Рупор, изображенный на рис. 6-58,*а*, называется секторным, так как расширение у него производится лишь в одном направлении. Рупоры такого типа обладают направленным действием только в одной плоскости.

Для сужения диаграммы направленности в плоскости, перпендикулярной рассмотренной, нужно придать конусность рупору и в этой плоскости. Полученный таким образом пирамидальный рупор (рис. 6-59) по сути дела пред-

ставляет собой многоэтажную систему синфазных магнитных вибраторов, которая обладает диаграммой направленности, суженной в двух направлениях.

При использовании круглых волноводов рупор приобретает вид усеченного конуса (рис. 6-60).

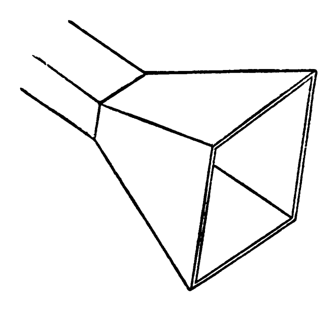
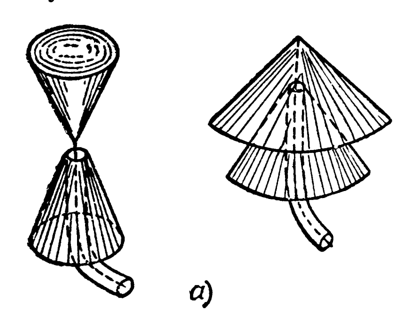


Рис. 6-59. Пирамидальный рупор. Рис. 6-60. Конический рупор.

В ряде случаев желательно иметь острую направленность в вертикальной плоскости с главным излучением в горизонтальном направлении (что особенно важно для получения максимальной дальности связи на УКВ) и ненаправленное излучение в горизонтальной плоскости. Эту задачу успешно решают биконические рупоры (рис. 6-61). В них два конуса питаются от коаксиального кабеля. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости будет тем у́же, чем больше электрическая длина рупора и меньше угол его раствора. В горизонтальной плоскости антенна излучает по всем направлениям одинаково. На рис. 6-61 приведены типовые диаграммы направленности биконического рупора.



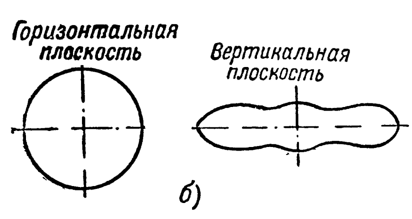


Рис. 6-61. Биконические рупоры.
а — конструкция; *б* — диаграммы направленности.

Дифракционные (щелевые) антенны могут

быть выполнены самым различным образом в зависимости от того, какую диаграмму направленности они должны иметь. При их построении руководствуются теми же принципами, что и при создании металлических антенн.

Необходимо только щели располагать так, чтобы магнитные силовые линии проходили вдоль них, а поверхностные токи на металлических стенках, в которых прорезаны щели, пересекали их под прямым углом.

На рис. 6-62,*а* изображена конструкция щелевой антенны из системы синфазных полуволновых щелей, прорезанных в широкой стенке волновода, закрытого на конце. Максимум излучения такой системы будет лежать в направлении перпендикуляра к широкой стенке.

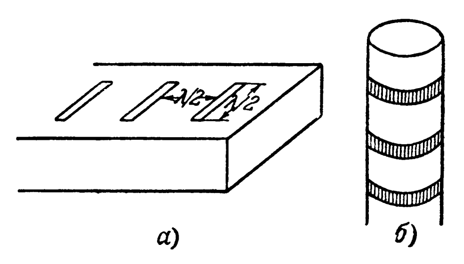


Рис. 6-62. Щелевые (дифракционные) антенны.

а — синфазная система щелей в волноводе; *б* — синфазная система щелей в коаксиальном кабеле.

На рис. 6-62,*б* изображена антенна, состоящая из системы щелей, прорезанных в стенке коаксиального кабеля. Такая антенна будет иметь ненаправленное излучение в горизонтальной плоскости и направленное — в вертикальной.

Для возбуждения волн определенного типа в волноводе нужно создавать такую систему возбуждения, для которой свойственно излучение волн данной структуры. Так, для возбуждения основной магнитной волны в прямоугольном волноводе обычно располагают линейный вибратор посредине широкой стенки волновода (рис. 6-63,*а*). Вибратор питают от коаксиального кабеля, внешняя оплетка которого соединяется со стенкой волновода. Позади вибратора устанавливают подвижную отражающую стенку на расстоянии, близком к четверти волны. Изменяя ее положение, можно установить наивыгоднейшие условия возбуждения волновода.

Максимальная напряженность электрического поля создается около вибратора, и поле имеет направление вдоль оси вибратора, что соответствует структуре волны $H_{1,0}$ в волноводе. Для возбуждения основной волны в круглом волноводе возбуждающий вибратор помещают в середине торца круглого волновода (рис. 6-63,*б*).

Направленное излучение может быть создано с помощью диэлектрических антенн — стержней, в которых небольшой вибратор возбуждает электромагнитные волны (рис. 6-64,*а*). Позади вибратора устанавливается отражающая стенка.

Стержень имеет переменное сечение. Электромагнитные волны, попадая на границы стержень — воздух, вначале

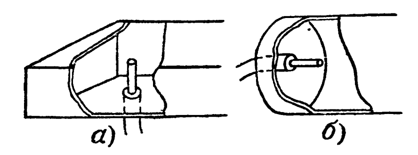
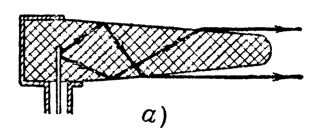


Рис. 6-63. Возбуждение электромагнитных волн в волноводах.

а — возбуждение основной магнитной волны в прямоугольном волноводе; *б* — возбуждение основной магнитной волны в круглом волноводе



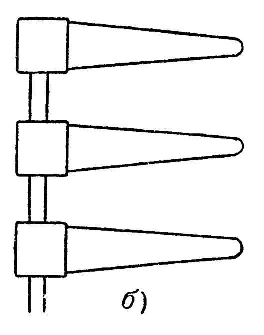


Рис. 6-64. Диэлектрические антенны.

а — конструкция излучателя; *б* — система синфазных диэлектрических излучателей.

испытывают полное внутреннее отражение. По мере сужения стержня угол падения возрастает и волны начинают выходить из стержня под малыми углами к его оси. Форма стержня выбирается такой, чтобы все волны выходили из него приблизительно под одинаковыми углами к оси, что и придает излучению антенны направленный характер.

Направленное действие антенны возрастает по мере увеличения длины стержня. При длине стержня 5λ удается получить ширину диаграммы направленности порядка 30°.

Для получения более острой диаграммы направленности составляют из нескольких стержней систему синфазных излучателей (рис. 6-64,*б*).

Для получения очень острых диаграмм направленности в настоящее время используют металлические линзовые антенны. Принцип их действия основан на эффекте увеличения фазовой скорости распространения электромагнитных волн между металлическими поверхностями. Линза составляется из некоторого количества параллельных металлических пластин специальной формы, которые ставят-

ся на выходе рупора, направляющего все излучение возбуждающего вибратора в одну сторону (рис. 6-65).

Сферическая волна излучателя, проходя через линзу, превращается в плоскую. Это достигается тем, что боковые лучи *1* проходят между металлическими пластинами больший путь, чем лучи *2*, имеющие направление, близкое

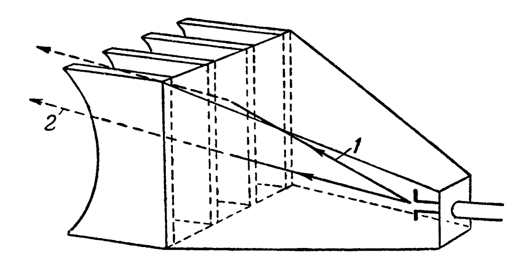


Рис. 6-65. Металлическая линзовая антенна.

к оси. Форма пластин подбирается такой, что все лучи, вышедшие в один и тот же момент времени из излучателя, выходят из линзы одновременно. Фронт волны выравнивается и диаграмма приобретает вид острого луча.

Практически выполнимы линзы, создающие диаграмму направленности шириной, измеряемой в минутах. Подобные устройства особенно выгодны для таких стационарных линий связи, как радиорелейные линии.

ВОПРОСЫ

1. Как можно превратить линию передачи в излучающую систему?
2. В чем причины неоднозначности понятий «сопротивление излучения» и «сопротивление потерь» антенны и как их следует определять?
3. Почему выгодно иметь антенны с большим сопротивлением излучения и от чего оно зависит?
4. Какое влияние оказывает изменение диаметра провода вибратора на его резонансные свойства?
5. Как следует понимать выражения, что антенна питается током или напряжением?
6. В каких случаях и зачем приходится включать в цепь антенны органы настройки?
7. Изменится ли действующая высота антенны, если на ее вершине установить небольшую горизонтальную часть?
8. Какие волны называют поляризованными?
9. К чему приводит сложение излучения отдельных участков провода антенны по различным направлениям?
10. Что называют диаграммами направленности антенн?

11. Как зависят проводящие свойства почвы от ее состава, состояния и рабочей частоты?

12. Что такое «зеркальное изображение» антенны?

13. Для чего и как устраивают заземление и противовесы?

14. Каким образом можно получить направленное излучение с помощью синфазных или противофазных вибраторов?

15. Что нужно сделать, чтобы пассивный вибратор выполнял роль рефлектора или директора?

16. Какие изменения происходят в диаграммах направленности горизонтальных и вертикальных антенн при ухудшении проводимости земли?

17. За счет чего происходит увеличение сопротивления излучения шлейфовых вибраторов?

18. Какой вид диаграмм направленности наиболее благоприятен для установления дальней связи на коротких волнах?

19. Какие согласующие трансформаторы применяются при питании симметричных вибраторов двухпроводным воздушным фидером?

20. В чем заключается принцип построения антенн бегущей волны?

21. Почему для получения острой диаграммы направленности используются параболические отражатели?

22. Как зависит направленность рупорных антенн от размеров рупора?

23. Что можно отметить общего в принципе работы диэлектрических и линзовых антенн?

24. Почему полуволновый щелевой излучатель часто называют магнитным диполем?

ЗАДАЧИ

1. Нарисуйте графики распределения тока и напряжения в проводе симметричной антенны при длине $2l = \frac{\lambda}{4};\ \frac{\lambda}{2};\ \frac{3}{4}\lambda;\ \lambda;\ \frac{3}{2}\lambda$.

2. Несимметричный вибратор имеет высоту 15 *м*. Чему будет равно его входное сопротивление на частоте 50 *Мгц* и 100 *Мгц*, если пренебречь сопротивлением потерь?

3. Сопротивление потерь полуволнового диполя равно 7 *ом*. Определить к. п. д. антенны.

4. При замене антенны на полуволновый вибратор напряженность поля по главным направлениям уменьшилась в 10 раз. Определить выигрыш антенны.

5. Длина симметричного диполя 10 *м*. Определить основную частоту, вторую, третью, четвертую и пятую гармоники антенны.

6. Частота генератора 30 *Мгц*. На каком расстоянии от земли будет находиться пучность тока в вертикальной несимметричной антенне высотой 3,5 *м*? Какой орган настройки нужно включить для получения резонанса в антенне?

7. Размеры прямоугольного волновода $a = 3$ *см*, $b = 2$ *см*. Рабочая частота 6 000 *Мгц*. На каком расстоянии друг от друга следует прорезать щели в широкой стенке волновода, чтобы получить систему синфазных излучателей?

Глава седьмая

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

7-1. СВОЙСТВА АТМОСФЕРЫ И ЗЕМЛИ, ВЛИЯЮЩИЕ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Между радиопередатчиком и радиоприемником находится промежуточная среда — земная атмосфера. Радиоволны распространяются в атмосфере со скоростью около 300 000 *км/сек*.

Эта скорость столь велика, что для передачи радиосигнала на любое расстояние в пределах поверхности земного шара требуется время, исчисляемое долями секунды.

Атмосфера по своим электрическим свойствам отличается от безвоздушного пространства. Так, например, она может обладать диэлектрической проницаемостью, различной для слоев, лежащих на разной высоте. Разница в величинах диэлектрической проницаемости влечет за собой разницу в скорости распространения радиоволн, а это, в свою очередь, вызывает преломление радиоволн, распространяющихся в разных слоях с неодинаковой скоростью. В некоторых условиях атмосфера может приобретать проводимость, благодаря чему при распространении радиоволн в ней происходят потери энергии, ослабляющие напряженность поля радиоволн. Кроме того, условия распространения радиоволн зависят от свойств земной поверхности, над которой они распространяются: от ее диэлектрической проницаемости; от ее проводимости и рельефа. Все эти факторы оказывают различное влияние на распространение радиоволн разной длины.

В соответствии с особенностями распространения весь спектр радиоволн по постановлению Международного консультативного комитета по радиоэлектрической связи делят на диапазоны (табл. 7-1).

Однако практически получило распространение несколько иное деление радиоволн на диапазоны: длинными волнами в радиовещании называют волны в пределах 600—3 000 *м*, средними волнами — волны в пределах 100—600 *м*, короткими волнами — волны в пределах 10—100 *м*, ультракороткими волнами — волны в пределах 1—10 *м*, дециметровыми волнами — волны от 0,1 до 1 *м*, сантиметровыми волнами — волны от 0,01 до 0,1 *м* и миллиметровыми волнами — волны от 0,001 до 0,01 *м*.

Таблица 7-1

Наименование диапазона	Границы диапазона, *м*	Границы диапазона, *Мгц*	Важнейшие области применения
Длинные волны	Более 3 000	Менее 0,1	Радиосвязь, радионавигация
Средние волны	3 000—200	0,1—1,5	Радиосвязь, радиовещание, радионавигация
Промежуточные волны	200—50	1,5—6	Радиосвязь, радионавигация
Короткие волны	50—10	6—30	Радиосвязь, радиовещание
Ультракороткие волны	Менее 10	Более 30	Радиосвязь, радиовещание, телевидение, радиолокация, радиорелейная связь, телеуправление, радионавигация

Для радиолюбительской связи и экспериментов радиолюбителей отведены диапазоны: 1,715—2 *Мгц;* 3,5—3,6 *Мгц*; 7—7,2 *Мгц*; 14—14,4 *Мгц*; 21—21,5 *Мгц*; 28—30 *Мгц*; 38—40 *Мгц*; 144—146 *Мгц*; 420—425 *Мгц*; 1 470—1 520 *Мгц*; 5 650—5 850 *Мгц*.

Предположим, что поверхность земли является плоским идеальным проводником, а воздух — идеальным диэлектриком, в котором токи смещения не сопровождаются потерями энергии. В таком случае электромагнитные волны распространяются в диэлектрике, так как проводящая поверхность земли служит экраном, препятствующим прохождению поля в глубь почвы. При этом потери энергии на нагрев среды отсутствуют и по мере удаления волн от передатчика напряженность поля уменьшается только вследствие рассеяния энергии. Обычно напряженность электрического поля радиоволн измеряют в микровольтах на метр (*мкв/м*).

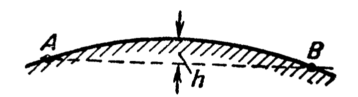


Рис. 7-1. Выпуклость земной поверхности.

В указанных выше идеальных условиях радиопередачи напряженность поля в любой точке определяется только двумя величинами — мощностью радиоволн, излучаемых передающей антенной в данном направлении, и расстоянием от передающей антенны. При мощности ненаправлен-

ного излучения P_Σ и расстоянии r напряженность поля в пункте приема на поверхности плоской «земли» оказалась бы

$$E_{\left(\frac{мкв}{м}\right)} = \frac{9\,500\sqrt{P_{\Sigma\,(вт)}}}{r_{(км)}}.$$

Происхождение этой формулы станет понятным, если учесть, что поверхность полусферы над плоской «землей» пропорциональна квадрату радиуса, и поэтому мощность волн на единицу поверхности их фронта уменьшается обратно пропорционально квадрату радиуса, а мощность, в свою очередь, пропорциональна квадрату напряженности поля. Так например, при мощности излучения $P_\Sigma = 9$ *вт* и идеальных условиях распространения на расстоянии 300 *км* напряженность поля составила бы

$$E = \frac{9\,500\sqrt{9}}{300} = 95\,\frac{мкв}{м}.$$

Учет реальных условий распространения радиоволн требует введения в этот расчет существенных поправок, и притом различных для волн разных диапазонов.

Эти поправки должны учитывать как свойства Земли и ее поверхности, так и свойства земной атмосферы. Земля является почти шарообразным телом с радиусом приблизительно 6 400 *км*. Поэтому ее поверхность нельзя считать плоской даже для двух точек, находящихся друг от друга на расстоянии в несколько десятков километров. Если, например, эти точки находятся на расстоянии 150 *км*, то высота h выпуклости, их разделяющей, будет больше 1 *км* (рис. 7-1), и волны из одной точки в другую распространяться прямолинейно не смогут. Кроме того, между радиопередатчиками и радиоприемниками могут находиться преграды в виде гор, холмов, зданий, деревьев и т. д., также влияющих в той или иной степени на условия распространения радиоволн.

Волны, распространяющиеся вдоль земной поверхности, которая в действительности не является идеальным проводником, испытывают поглощение энергии вследствие того, что токи в почве приводят к потерям энергии на ее нагрев. Потери энергии зависят как от свойств почвы (особенно вокруг пунктов расположения передающей и принимающей антенн), так и от длины волны. Например, почва средней влажности для длинных волн служит почти про-

водником, обеспечивая сравнительно малые потери, а для ультракоротких волн — почти диэлектриком, токи смещения в котором сопровождаются большими потерями энергии; морская вода обладает свойствами проводника в широком диапазоне частот.

Свойства атмосферы, т. е. той среды, в которой главным образом происходит распространение радиоволн, также имеют существенное значение. Воздух в слоях атмосферы от поверхности земли примерно до высоты 100—130 *км* имеет однородный состав и приблизительно содержит по объему 78% азота и 21% кислорода. Кроме того, в нижних слоях воздуха имеются водяные пары, содержание которых колеблется резко с изменением метеорологических условий. Эти нижние слои до высоты 10—15 *км* называются тропосферой.

Свойства и состояние тропосферы характеризуются в каждом ее слое тремя величинами: давлением воздуха, температурой и влажностью. Обычно давление, температура и влажность по мере подъема от земной поверхности уменьшаются. С уменьшением давления уменьшается и плотность воздуха, т. е. число молекул в кубическом сантиметре.

Однако могут возникать такие области тропосферы, в которых температура повышается с увеличением высоты. Это явление называется температурной инверсией. Точно так же наблюдаются случаи повышенной влажности в более высоких слоях тропосферы по сравнению со слоями, прилегающими к почве. Все эти свойства тропосферы имеют известное влияние на распространение радиоволн.

Наконец, весьма важное значение имеет беспорядочное вихревое движение воздуха в тропосфере, вызываемое неодинаковым прогревом различных участков земной поверхности. В результате такого движения возникают неоднородности в распределении температуры, наблюдаемые вплоть до высоты 5—10 *км* и способные рассеивать энергию проходящих радиоволн.

Границей тропосферы считается та высота, на которой прекращается падение температуры. Более высокие слои именуются стратосферой. Это название не вполне строго отвечает современным представлениям. На границе тропосферы и стратосферы температура около —50°. Выше температура возрастает, достигая почти +80° на высоте около 60 *км*, затем снова понижается до —40° и вновь возрастает приблизительно до +600° на высотах свыше 150 *км*.

Название «стратосфера» говорит о слоистом характере высоких слоев атмосферы. На высоте около 100—130 *км* начинается слой кислорода O_2, затем идет слой азота N_2, еще выше — слой одноатомного кислорода O и, наконец, слой одноатомного азота N. Разумеется, резких границ слоев и строго однородного состава их ожидать нельзя. Общая высота (толщина) атмосферы составляет значительно больше 1 000 *км*.

На высотах, начиная примерно от 60 *км* над Землей, газы под действием ультрафиолетовых лучей солнечного спектра, а также под действием космических частиц и частиц, выбрасываемых Солнцем, подвергаются ионизации.

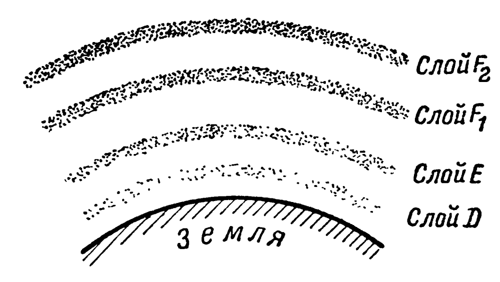


Рис. 7-2. Четыре ионизированных слоя атмосферы.

Это значит, что нейтральные молекулы и атомы газов расщепляются на положительно заряженные ионы и свободные электроны. Область стратосферы, в которой газы подвергаются ионизации, называется ионосферой.

Степень ионизации на разных высотах, начиная от 60 *км*, различна. Обнаруживается несколько максимумов ионизации или, как принято говорить, несколько слоев ионосферы. Это объясняется разнородностью состава газов на разных высотах.

Днем, при воздействии солнечных лучей, в атмосфере образуются четыре максимума ионизации, которые называются слоями D, E, F_1, F_2 (рис. 7-2). Последние два слоя часто рассматривают как один слой F. Эти максимумы не одинаковы: наибольшую ионизацию, т. е,. наибольшее число n свободных электронов в единице объема, имеет верхний из этих слоев — слой F_2; ниже максимумы оказываются уменьшающимися.

Ночью действие ионизирующего излучения резко уменьшается. Но сразу после захода солнца ионизация не исче-

зает. Для восстановления нейтральной молекулы или нейтрального атома необходимо столкновение свободного электрона с ионом. Это столкновение позволяет им рекомбинироваться, т. е. образовать нейтральную молекулу. Естественно, что процесс рекомбинации в ионизированном слое является постепенным, а не мгновенным, и степень уменьшения ионизации зависит от свойств слоя.

В ночные часы полностью исчезают слой D и слой F_1, ионизация слоя E существенно уменьшается, а ионизация слоя F_2 почти не ослабляется.

В наших широтах в течение летних месяцев концентрация электронов в ионизированных слоях больше, чем в течение зимних месяцев (за исключением слоя F_2). Кроме того, степень ионизации изменяется в соответствии с изменениями солнечной активности (числа солнечных пятен), которая имеет 11-летний период и очередной максимум которой был в 1957-1958 гг., В полярных широтах происходят нерегулярные процессы ионизации, связанные с изменением плотности потока заряженных частиц, выбрасываемых солнцем и концентрирующихся у полюсов.

Ионосфера оказывает существенное влияние на условия распространения длинных и особенно коротких волн, тогда как свойства тропосферы более существенны для распространения ультракоротких волн.

7-2. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ДЛИННЫХ ВОЛН

Длинные волны (в диапазоне от 20 000 до 3 000 *м*. т. е., при частотах от 15 *кгц* до 100 *кгц*) могут распространяться вдоль земной поверхности с относительно небольшими потерями; особенно благопрятной для распространения поверхностных волн оказывается морская поверхность, обладающая наибольшей проводимостью. Однако при значительных расстояниях между передатчиком и приемником распространение поверхностных волн возможно лишь путем огибания (дифракции) волнами выпуклости Земли. Дифракция практически имеет место в тех случаях, когда высота препятствия (высота h на рис. 7-1) соизмерима с длиной волны. Следовательно, длинные волны наиболее хорошо огибают выпуклость Земли. Однако и для этих волн расстояния, измеряемые тысячами километров, были бы наибольшими, если бы связь осуществлялась только за счет дифракции волн вокруг Земли. Другой причиной, дающей возможность приема радиоволн на большом расстоя-

нии от передатчика, является отражение радиоволн от ионизированных слоев атмосферы.

При прохождении радиоволн через ионизированный воздух находящиеся в нем свободные электроны под действием электрического поля радиоволн приходят в колебательное движение. При одинаковой напряженности поля амплитуда колебаний электронов прямо пропорциональна длине волны. Колебания электронов придают ионизированному воздуху новые электрические свойства.

Во-первых, взаимодействие полей движущихся электронов и поля радиоволн дает результирующее поле с измененным направлением распространения. При этом, как принято говорить, лучи радиоволн искривляются. Это явление называют преломлением радиоволн. Так как луч радиоволн, падающий на нижнюю границу ионизированного слоя, искривляется (рис. 7-3) тем больше, чем сильнее ионизация, то при достаточной ионизации слоя может наблюдаться полное внутреннее отражение радиоволн, и они вновь попадают на земную поверхность (из точки A в точку B). Можно указать три основные закономерности отражения радиоволн от ионосферы: 1) чем больше концентрация электронов в ионизированном слое, тем сильнее поле движущихся в нем электронов и сильнее преломление, т. е. искривление хода луча; 2) чем меньше угол излучения α (рис. 7-3), т. е. чем более полого направляется луч, тем легче волны отражаются от ионосферы (так как при этом требуется меньший угол преломления луча); 3) чем длиннее радиоволны (чем ниже их частота), тем большее время электроны движутся ускоренно в одном направлении и больше их средняя скорость и, следовательно, тем сильнее отражаются волны от ионизированного слоя.

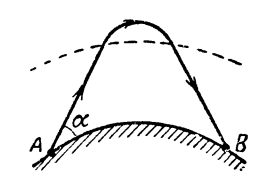


Рис. 7-3. Полное отражение радиоволн в ионосфере.

Во-вторых, ионизированный воздух поглощает энергию радиоволн, превращающуюся в тепловую при столкновениях электронов с молекулами газа. При этом чем короче волны и чем меньше длина пути волн в ионизированном слое, тем меньшая доля их энергии теряется в этом слое, так как меньше число столкновений электронов с молекулами газа. Длинные волны, соответствующие сравнительно низким частотам, легко отражаются даже от слоев с небольшой концентрацией электронов и даже при крутом

(вертикальном) падении их лучей на поверхность слоя. Днем длинные волны отражаются от слоя D, ночью — от слоя E. Даже на небольшом расстоянии от передатчика напряженность поля отраженных волн оказывается больше напряженности поля поверхностных волн. При связях на больших расстояниях отраженные волны играют основную роль.

Процесс распространения длинных волн можно рассматривать как распространение с поочередным отражением от ионизированного слоя и от полупроводящей земной поверхности, т. е. как распространение между двумя сферическими поверхностями, отстоящими друг от друга приблизительно на сотню километров. Этим объясняется сравнительная независимость условий распространения длинных волн от времени суток, года, периода солнечной активности и метеорологических явлений. Можно обнаруживать лишь некоторое небольшое увеличение напряженности поля в ночные часы по сравнению с дневными.

Столь благоприятные для радиосвязи условия распространения существенно ухудшаются тем, что при многократном отражении длинных волн от слоя ионосферы и от земной поверхности происходит значительное поглощение их энергии, вследствие чего для дальних связей требуются передатчики очень большой мощности (в сотни и даже тысячи киловатт).

7-3. РАСПРОСТРАНЕНИЕ СРЕДНИХ ВОЛН

При распространении средних волн (от 3 000 до 200 *м*) значительная часть их энергии поглощается как в ионосфере, так и в почве плохой и средней проводимости. Поглощение в ионосфере особенно сказывается в дневные часы, так как при отражении от слоя E средние волны должны пройти значительный путь в слоях D и E, имеющих невысокую концентрацию электронов и сравнительно высокое давление воздуха. Поэтому днем радиосвязь на средних волнах осуществляется преимущественно неотраженными, так называемыми поверхностными волнами (лучами).

Так как поверхностные волны расходуют энергию в почве, то условия распространения средних волн сильно зависят от свойств почвы. Наилучшие условия распространения поверхностных лучей на средних волнах будут, очевидно, при $\lambda=3\,000$ *м* над морем, а наихудшие — при

$\lambda=200$ *м* над сухой почвой. При одной и той же мощности передатчика достижимая дальность связи в первом случае может быть в 10—20 раз больше, чем во втором.

Ночью отражение средних волн от ионосферы происходит с меньшими потерями, так как ионизация слоя *D* исчезает. Поэтому дальность связи может значительно увеличиться за счет отраженных волн, возвращающихся на земную поверхность. Это хорошо подтверждается практикой радиослушателей. Однако потери в ионосфере все же ограничивают дальность распространения средних волн и ночью.

В ночные часы на средних волнах (особенно на более коротких волнах) наблюдаются случайные колебания силы приема (увеличения силы приема чередуются с ее замираниями). Причину этого можно объяснить следующим образом. В пункт приема, находящийся в зоне действия поверхностных волн, с наступлением темноты начинают попадать также и отраженные от ионизированного слоя (пространственные) волны. Значит, электрическое поле в пункте приема представляет собой сумму полей поверхностных и пространственных волн.

Если фазы этих полей между собой совпадают, то общее поле усиливается и сила приема возрастает; если же разность фаз приближается к 180°, то общее поле ослабляется и прием замирает. В ионосфере концентрация электронов непрерывно изменяется. Это вызывает колебания высоты отражающего слоя и, следовательно, длины пути пространственных волн. Последнее приводит к изменениям сдвига фаз поверхностных и пространственных волн в пункте приема, т. е. к изменениям силы приема. Этот вид замирания, наблюдаемый в зоне поверхностных волн, называют «ближним замиранием».

Пассивой мерой борьбы с замиранием является автоматическая регулировка усиления в приемнике, повышающая чувствительность приема при ослаблении поля сигнала. В качестве активной меры борьбы с ближними замираниями широкое применение в радиовещательных передатчиках находят «антифэдинговые» (т. е. устраняющие замирание) антенны; они излучают радиоволны преимущественно вдоль поверхности земли, тем самым резко ослабляя интенсивность пространственных волн.

При приеме на слух действие атмосферных помех проявляется в виде тресков и шорохов в телефоне. Наиболее интенсивные помехи создаются грозовыми разрядами, воз-

никающими вблизи от приемника (в пределах сотни километров); видимый удар молнии всегда сопровождается треском в телефоне включенного приемника. Менее интенсивные, но часто слышимые атмосферные помехи создаются частыми грозовыми разрядами, происходящими на большом расстоянии от приемника в большинстве случаев в областях тропического пояса, где грозы особенно часты; такие помехи в наших районах распространяются направленно — преимущественно с юга на север.

Грозовые явления связаны с движением воздушных масс, которое вызывается солнечной деятельностью. Следовательно, как величина, так и повторяемость атмосферных помех зависят от интенсивности солнечных лучей. Поэтому летом и в более низких географических широтах эти помехи сильнее, чем зимой и в более высоких широтах. Распределение интенсивности помех по часам суток следующее: на длинных волнах их уровень в течение суток примерно одинаков; на средних же и коротких волнах ночью атмосферные помехи возрастают благодаря ионосферному распространению радиоволн, созданных разрядами дальних очагов грозовой деятельности.

На разных диапазонах радиоволн влияние атмосферных помех резко различно. Наиболее высоким является уровень атмосферных помех на длинных и средних волнах, так как в составе колебаний, создаваемых разрядами, большей энергией обладают колебания более низких частот. На коротких волнах величина помех ниже, а повторяемость их зависит от условий их дальнего распространения.

7-4. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ ВОЛН

Промежуточные волны (диапазон 200—50 *м*, т. е. 1,5—6 *Мгц*) выделены в самостоятельный диапазон по следующим соображениям: дальность их распространения поверхностными лучами значительно меньше (при данной мощности излучения), чем средних волн; в то же время промежуточные волны (в отличие от коротких, о которых речь будет ниже) способны отражаться от ионосферы при любых, в том числе и близких к 90°, углах излучения α (рис. 7-3). Применяются промежуточные волны для связи поверхностным лучом на расстояниях, исчисляемых десятками километров (например, радиостанция «Урожай» в нашем сельском хозяйстве) и для связи отраженным лучом преимущественно на расстояниях, исчисляемых сотнями

километров. Применительно к требуемой дальности связи способ передачи (поверхностными или отраженными волнами) определяется типом антенны. Выбор конкретных рабочих частот для связи отраженными лучами на промежуточных волнах основан на тех же свойствах ионосферы, что и на коротких волнах, о которых будет сказано далее. Число радиовещательных станций, работающих в диапазоне промежуточных волн, сравнительно невелико. Этот диапазон используется преимущественно для радиосвязи, а также для радионавигации и других специальных назначений.

7-5. РАСПРОСТРАНЕНИЕ КОРОТКИХ ВОЛН

Короткие волны (диапазон от 50 до 10 *м*, т. е. от 6 до 30 *Мгц*) применяются главным образом для экономичных дальних и сверхдальних связей и для дальнего радиовещания с использованием отраженных лучей и направленных антенн. Для связи поверхностными лучами короткие волны менее выгодны, чем даже промежуточные, так как потери в почве возрастают с увеличением частоты.

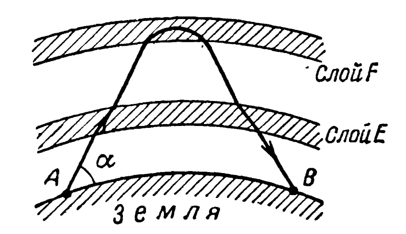


Рис. 7-4. Распространение коротких волн.

Если более длинные волны отражаются от нижних слоев ионосферы (от слоя E), то короткие волны в основном отражаются от слоя F, а слой E для них в той или иной степени является поглощающим. Поэтому короткие волны проходят сквозь слой E без заметного искривления луча (но с потерей энергии), а в слое F испытывают полное отражение и возвращаются к земной поверхности (рис. 7-4).

Для установления связи между пунктами A и B необходимо выбрать соответствующий угол излучения α, т. е. применить антенну передатчика с диаграммой направленности, имеющей максимальное излучение под углом α к горизонту. При этом важнейшее значение имеет правильный выбор длины волны. Если угол излучения α близок к 90° (крутое излучение), то короткие волны способны, не отразившись, пройти сквозь слой F в мировое пространство. В таком случае целесообразно применять промежуточные волны. Только при сравнительно малых значениях угла α,

т. е. при передачах на расстоянии примерно в 1 000 *км* и более, выгоден коротковолновый диапазон, так как более короткие волны даже при двукратном прохождении через слой *E* испытывают меньшее поглощение энергии.

Концентрация электронов в отражающем и особенно в поглощающем слое различна в дневные и ночные часы. Ночью концентрация электронов в слое *F* уменьшается, и для полного отражения приходится выбирать более длинные волны (из коротковолнового диапазона); вместе с тем в ночные часы слой *E* почти исчезает, и поэтому поглощение энергии в нем резко уменьшается.

Днем концентрация электронов в слое *F* повышается, и поэтому он способен отражать более короткие волны; одновременно существует слой *E*, поглощающий энергию тем меньше, чем короче волна. Поэтому в дневные часы для дальних связей выбираются более короткие волны.

Наиболее часто для дальних передач в качестве дневных волн используется диапазон от 10 до 25 *м*, а в качестве ночных — от 25 до 50 *м* и более. Более точно выбор волн для каждой линии связи определяется ее протяженностью, а также временем суток, временем года и фазой 11-летнего периода солнечной активности. Наиболее короткая применимая в данных условиях волна — это волна, еще способная отразиться от слоя *F*; наиболее длинная из целесообразно применяемых волн в данных условиях—это та волна, которая проходит сквозь поглощающие слои с допустимой потерей энергии.

Радиопрогноз, т. е. предвидение на каждый день и час и для каждой географической широты и трассы тех длин волн, которые рекомендуются для уверенной связи, очень важен для обеспечения дальних коротковолновых связей. Радиопрогноз основывается на изучении и исследовании ионосферы с помощью специальных «зондирующих» сигналов и специальной аппаратуры испытательных ионосферных станций, а также с помощью ракет.

Распространение коротких волн может сопровождаться некоторыми характерными явлениями, осложняющими радиоприем. К этим явлениям в первую очередь относятся замирания слышимости сигнала, т. е. непрерывные и беспорядочные изменения напряженности поля в пункте приема. Замирания служат причиной пропадания отдельных букв при телеграфном приеме и источником ухудшения разборчивости речи при приеме радиотелефонии.

Причиной замирания на коротких волнах в большинстве случаев практики являются изменяющиеся условия сложения (интерференции) пространственных радиоволн, доходящих до приемной антенны от данного передатчика разными путями. Так, например, на рис. 7-5 из пункта A в пункт B волны доходят двумя путями: во-первых, путем однократного отражения от ионосферы; во-вторых, путем двукратного отражения («двумя скачками»). Если волны, приходящие в пункт B разными путями, складываются в одинаковой фазе, то слышимость сигнала усиливается; если же волны оказываются в противофазе, то слышимость ослабляется. Но непрерывные изменения ионизации атмо-

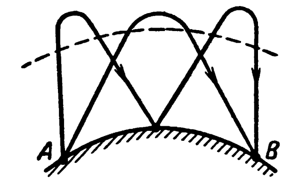


Рис. 7-5. Распространение радиоволн из пункта A в пункт B разными путями.

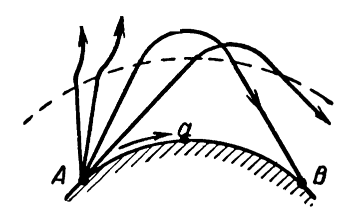


Рис. 7-6. Происхождение зоны молчания.

сферы изменяют длины путей радиоволн и, следовательно, сдвига фаз, в результате чего возникают замирания, чередующиеся с увеличением слышимости.

Другой особенностью коротковолновой связи является наличие зоны молчания. Это явление состоит в том, что при постепенном удалении приемника от пункта расположения коротковолнового передатчика слышимость исчезает на сравнительно небольшом расстоянии (десятки километров), а при более значительном удалении (на сотни, а иногда и на тысячи километров) слышимость вновь появляется. Зона отсутствия слышимости и называется зоной молчания. Ширина этой зоны зависит от всех условий распространения коротких волн (длины волны, угла излучения, времени суток и года и т. д.).

На рис. 7-6 поясняется происхождение зоны молчания: излучаемые антенной передатчика A лучи, идущие под большими углами, не отражаются от ионосферы и пронизывают ее насквозь. В то же время в пункте a прекращается слышимость поверхностных волн. Точка B есть ближайшая точка, куда попадают отраженные волны. Значит, рас-

стояние *aB* характеризует ширину зоны молчания для передатчика *A* при данных условиях распространения волн.

Третьей особенностью, осложняющей связь на коротких волнах, являются нерегулярные ионосферные возмущения. Они наблюдаются преимущественно в полярных областях и создаются потоками заряженных частиц, испускаемых Солнцем и попадающих в земную атмосферу, где частицы устремляются к полюсам (они же создают полярные сияния). Нерегулярные изменения ионизации, возникающие в результате нерегулярных процессов выбрасывания частиц Солнцем, изменяют и во многих случаях нарушают условия прохождения коротких волн на большие расстояния, вследствие чего радиосвязь становится неустойчивой. В качестве резервных средств радиосвязи в полярных областях целесообразно иметь либо средневолновые (длинноволновые) радиостанции, либо ультракоротковолновые станции.

7-6. РАСПРОСТРАНЕНИЕ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

Ультракороткие волны (волны короче 10 *м*) не отражаются ионосферой; исключение могут составлять лишь метровые волны, которые иногда претерпевают отражение и частично — рассеяние, особенно в годы высокой солнечной активности.

Целесообразность применения ультракоротких волн диктуется, с одной стороны, загруженностью всех предыдущих диапазонов работой многочисленных передатчиков, с другой стороны, развитием таких видов радиосигналов, которые требуют широкой полосы частот (частотно-модулированные сигналы, импульсные радиолокационные передачи, телевидение и др).

В первом приближении считалось, что дальность распространения ультракоротких волн ограничена расстоянием прямой видимости между антеннами передающей и принимающей станций. Это вынуждает поднимать антенны над земной поверхностью, чтобы линия прямой видимости, соединяющая их, не прерывалась выпуклостью Земли и неровностями земной поверхности (горы, возвышенности, лесные массивы, здания и т. д.). Антенны с узкой направленностью позволяют в этом случае обеспечивать связь при очень малой мощности передатчиков. Так строятся, например, радиорелейные линии (рис. 7-7), широкое развитие которых предусмотрено решениями XXI съезда на-

шей партии. Расстояние между соседними установками такой линии при высоте антенных опор (мачт или башен) в 30—60 *м* в среднем составляет 30—50 *км*, но при размещении их на возвышенностях может достигать 100 *км* и более. Еще выгоднее ультракороткие волны для связи между самолетами и между самолетом и землей. На ультракоротких волнах интенсивность атмосферных помех очень мала, так как отсутствует воздействие дальних разрядов; практически на метровых, дециметровых и сантиметровых волнах с помехами атмосферного происхождения можно не считаться.

Отсутствие атмосферных помех и пониженная вероятность взаимных помех делают ультракороткие (метровые

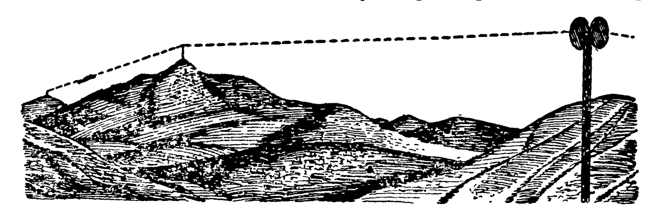


Рис. 7-7. Радиолиния связи на ДЦВ с прямой видимостью между антеннами.

и дециметровые) волны пригодными для высококачественного радиовещания в радиусе приблизительно сотни километров.

Однако связь на ультракоротких волнах не ограничивается лишь зонами прямой видимости. Радиостанции УКВ (преимущественно метровых волн) широко используются в народном хозяйстве и в радиолюбительских опытах для связи на небольшие расстояния вдоль земной поверхности. Такая связь возможна и на закрытых трассах (т. е. при отсутствии прямой видимости) благодаря огибанию метровыми волнами небольших неровностей земной поверхности.

Развитие телевидения и радиовещания на УКВ позволило обнаружить еще одно интересное явление — возможность приема ультракоротких волн на расстояниях, значительно превосходящих расстояние прямой видимости. Первоначально такой прием рассматривался как явление случайное; так, возникновение в тропосфере температурной инверсии создает возможность преломления ультракоротких волн в сторону земной поверхности и возвра-

щения их к земле в пункте, удаленном от передатчика на значительное расстояние. При передаче на дециметровых и сантиметровых волнах может иметь место такое распределение температуры и влажности в нижних слоях тропосферы, при котором между двумя пунктами возникает подобие «волновода», создающего условия направленного движения волн от пункта передачи к пункту приема в ограниченной трассе. Это — тоже случайное явление, наблюдаемое наиболее часто над морем.

Но на метровых волнах возможна устойчивая связь на расстояния 1 000—2 000 *км* при выборе волны, не отражаемой обычным слоем ионизации. Дело в том, что на высоте 80—100 *км* имеется неравномерная ионизация, создаваемая вихревыми движениями газа, а также следами метеоров. Слой с неравномерной ионизацией дает рассеянное отражение радиоволн, и часть рассеиваемой энергии достигает земной поверхности на указанных расстояниях. Эта часть энергии незначительна, а потому для устойчивой связи требуется применять передатчики мощностью в десятки киловатт и антенны в пунктах передачи и приема с достаточно узкой диаграммой направленности (примерно 5—10°) под соответствущими углами к горизонту. Такие громоздкие сооружения используются для связи, например, между материком и островами и т. п.

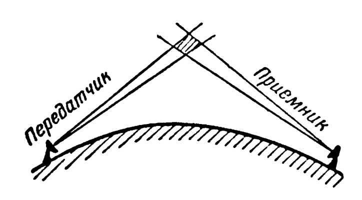


Рис. 7-8. Принцип дальней связи на УКВ.

Не меньший интерес привлекает к себе за последние годы исследование возможности регулярных дальних связей на дециметровых волнах за счет их рассеянного отражения в тропосфере. Представим себе, что передающая и приемная антенны узко направленного действия находятся между собой на расстоянии в несколько сотен километров и ориентированы под некоторыми небольшими углами к горизонту (рис. 7-8). Направления передачи и приема взаимно пересекаются на высоте, например, в 5—7 *км*. Благодаря тому, что воздух находится в состоянии непрерывных вихревых движений и поэтому имеет неоднородности, часть передаваемой энергии, претерпевая рассеянное отражение в этих неоднородностях, попадает в пункт приема и дает возможность регулярной связи. Отсюда возникает перспектива многоканальной телефонной и, возможно,

даже телевизионной передачи на дециметровых волнах между такими пунктами, между которыми нельзя установить промежуточных релейных станций (например, между островами в океане). Но нужно подчеркнуть, что в пункт приема доходит ничтожная часть излученной энергии, и поэтому для устойчивой связи с помощью рассеянного отражения требуются большие мощности передатчиков и сложные антенны.

ВОПРОСЫ

1. Что представляет собой земная атмосфера?
2. Чем отличаются реальные условия распространения радиоволн от «идеальных»?
3. Как распространяются длинные волны?
4. От каких причин зависит интенсивность атмосферных помех?
5. Каковы свойства распространения коротких волн? Как изменяются эти свойства в течение суток?
6. В чем состоит причина замирания сигналов на средних и коротких волнах?
7. Какие свойства оказываются общими и какие имеются различия в распространении метровых и дециметровых волн?
8. Чем объясняется возможность дальних связей на ультракоротких волнах?

Глава восьмая

ЭЛЕКТРОННЫЕ, ИОННЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

8-1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В РАДИОТЕХНИКЕ

Изученные в предыдущих главах колебательные процессы происходили в так называемых линейных системах с постоянными параметрами, т. е. в системах, параметры которых (емкость, индуктивность, сопротивление, проводимость) не зависят ни от напряжения (или напряженности поля), ни от времени. К этому классу систем относятся, например, колебательный контур, фильтр, антенна, волновод. С их помощью осуществляется выделение колебаний той или иной частоты (фильтрация), передача энергии в пределах радиоустройства, излучение и прием радиоволн и некоторые другие процессы в радиотехнике.

Однако многие задачи радиотехники нельзя разрешить, применяя линейные системы с постоянными параметрами; например, нельзя осуществить генерацию колебаний высокой частоты, модуляцию колебаний, их детектирование и

другие процессы, в которых форма токов (напряжений) преобразуется так, что появляются колебания новых частот, до этого не существовавших. Линейная система с постоянными параметрами не изменяет частот воздействующих на нее колебаний; она способна только изменять соотношения между амплитудами колебаний существующих частот, а также сдвигать их по фазе друг относительно друга.

Преобразования, результатом которых является создание колебаний с новыми частотами, могут быть выполнены либо при помощи линейных систем с переменными параметрами, либо при помощи нелинейных систем. Примером системы с переменным во времени параметром может быть микрофон, на который воздействует звук. Микрофон, сопротивление которого изменяется под воздействием звуковых волн, преобразует постоянный ток в пульсирующий, который содержит составляющую звуковой частоты. Можно привести и другие примеры линейных систем с переменными параметрами, применяемых в радиотехнике. Однако ряд эксплуатационных неудобств делает их применение ограниченным.

Преобразование напряжений и токов, задачей которого является получение колебаний с частотами, отсутствовавшими до этого, осуществляется в радиотехнике преимущественно при помощи нелинейных элементов, т. е. таких элементов, параметр которых зависит от величин подводимых напряжений и токов. В большинстве используемых радиотехникой нелинейных элементов таким параметром является активное сопротивление, реже — индуктивность (дроссели или трансформаторы с ферромагнитными сердечниками).

Примером простейшего нелинейного преобразования может служить выпрямление переменного тока. Оно применяется в тех случаях, когда источник питания вырабатывает переменное напряжение, а для питания радиоустройства нужно постоянное напряжение. В этом случае преобразование заключается в том, что выпрямитель создает постоянное напряжение, т. е. напряжение, частота которого равна нулю, при воздействии переменного напряжения, имеющего частоту f.

Более сложными операциями, выполняемыми при помощи нелинейных элементов, являются, например, генерация колебаний, т. е. преобразование постоянного тока, питающего нелинейную систему, в переменный ток; умножение

частоты, т. е. получение тока удвоенной или утроенной и т. д. частоты по сравнению с частотой тока, подводимого к нелинейному прибору; модуляция высокочастотных колебаний, производимая обычно в передатчиках, и детектирование колебаний, производимое в приемниках.

К элементам, активное сопротивление (проводимость) которых зависит от приложенных напряжений, относятся электронные, ионные и полупроводниковые приборы. Так как в серии учебников, к которой относится эта книга, предусмотрен специальный учебник по этим приборам, то в настоящей главе о них сообщаются только самые основные сведения.

8-2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПЫ. ДИОДЫ

Электровакуумный прибор основан на управлении электрическим током, проходящим в вакууме, т. е. внутри баллона, из которого удален воздух до значительных степеней разрежения. Носителями электрических зарядов в вакууме могут быть электроны и ионы (атомы, лишившиеся части своих электронов и обладающие положительным зарядом). Те приборы, в которых используется лишь электронный ток, называются электронными приборами. К ним относится большинство радиоламп. Те же приборы, где в переносе зарядов участвуют также и ионы, называются ионными приборами. Они находят основное применение в телемеханике, технике сильных токов и в системах питания радиоаппаратуры.

Краткое изложение принципов действия электронных приборов начнем с простейшего вида таких приборов — с двухэлектродной лампы (диода).

В эвакуированный [1] стеклянный баллон (рис. 8-1) впаяны проводники (выводы), соединенные внутри баллона с электродами: один — с анодом *a*, на который подан положительный потенциал от внешнего источника напряжения U_a (например, батареи), а другой — с катодом *к*, на который подан отрицательный потенциал от того же источ-

[1] Эвакуировать или создать вакуум в баллоне — значит удалить из него воздух.

В процессе производства воздух откачивается из лампы специальными насосами. Для химического поглощения газов, которые могут выделиться внутри баллона лампы при ее эксплуатации, служат поглотители (геттеры). Поглотителем может служить, например, барий, распыляемый внутри баллона при изготовлении лампы и образующий налет на внутренней поверхности баллона.

ника. Кроме того, еще два вывода соединены внутри баллона с нитью накала *н*, по которой протекает ток от отдельного источника $U_н$ (на рис. 8-1 — также от батареи). Электроды на изолирующих их креплениях жестко размещены в баллоне.

Одна из возможных конструкций электродов изображена на рис. 8-2: металлический анод *а* (рис. 8-2,*а*) имеет форму цилиндра, внутри которого вдоль по оси расположен катод *к*, имеющий форму трубки, сравнительно малого диаметра. Внутри трубки катода помещена нить накала *н*. Трубка *1* катода (рис. 8-2,*б*) сделана из металла и на ее внешнюю

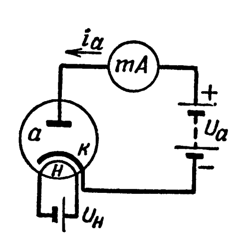
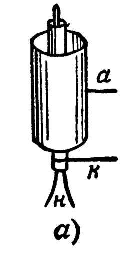


Рис. 8-1. Схема включения двухэлектродной лампы.



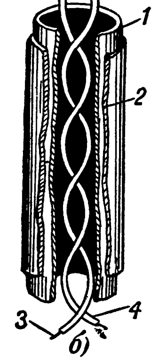


Рис. 8-2. Устройство электродов диода и схема устройства подогревного катода.

поверхность нанесен слой *2* окислов (оксидов), содержащих барий. Внутри трубки помещена свернутая спиралью петля нити накала *3*, покрытая изоляцией *4*.

В электронных лампах с катодом рассмотренной конструкции нить накала выполняет вспомогательную задачу: она предназначена только для нагрева катода до температуры, при которой электроны, хаотически движущиеся внутри металла катода, получают достаточную дополнительную энергию для вылета из металла. При своем вылете они должны преодолеть силу притяжения положительных ионов металла и силу отталкивания ранее вылетевших электронов. Оксидный слой, покрывающий поверхность катода, содействует вылету (эмиссии) электронов, так как образующаяся между металлом и покрытием контактная разность потенциалов частично компенсирует тормозящее действие указанных выше сил. Если бы требовалось такую же эмиссию электронов получить из чистого

металла (например, из вольфрама), то его пришлось бы нагревать до более высокой температуры, расходуя на нагрев значительно бо́льшую мощность.

Положительный потенциал анода относительно катода создает между этими электродами электрическое поле, под действием которого свободные электроны приобретают ускоренное движение в сторону анода, иначе говоря, притягиваются анодом. Удаление воздуха из баллона облегчает путь электронам, которые в противном случае сталкивались бы с молекулами газа.

Во внешней цепи анода возникает ток, величина которого определяется суммой электрических зарядов всех электронов, падающих на анод в течение 1 *сек*. Ток в 1 *ма* соответствует падению на анод приблизительно $6 \cdot 10^{15}$ электронов в 1 *сек*. Техническое направление анодного тока, как и любого электрического тока, принято считать обратным направлению движения электронов (оно показано стрелкой на рис. 8-1). Величину этого тока можно измерить, включив в так называемую анодную цепь лампы миллиамперметр.

Лампа, в которой имеются два электрода — катод и анод, — называется двухэлектродной лампой или диодом.

Основное назначение диода — выпрямление переменного тока. Выпрямительное действие диода объясняется его односторонней проводимостью. Действительно, подавая на анод положительный по отношению к катоду потенциал, можно получить в цепи анода ток, который будет возрастать с увеличением приложенного напряжения $U_а$. Если же на анод подать отрицательный по отношению к катоду потенциал, то анод будет отталкивать электроны и ток через диод практически не протекает. Зависимость анодного тока от величины анодного напряжения называется анодной характеристикой диода (рис. 8-3). Из нее видно, что при увеличении положительного анодного напряжения до 6 *в* анодный ток достигает 24 *ма*, тогда как при отрицательных анодных напряжениях ток практически равен нулю. Следовательно, анодный ток не подчиняется закону Ома, т. е. не связан прямой пропорциональностью (линейной зависимостью) с анодным напряжением. Поэтому диод может быть назван нелинейным прибором.

Для иллюстрации применения диода рассмотрим схему простейшего выпрямителя, примененного для питания выпрямленным током нагрузочного сопротивления $R_н$ (рис. 8-4).

Трансформатор, включенный первичной обмоткой в сеть переменного тока, имеет две вторичные обмотки. Одна из них служит для питания нити накала диода[1], другая — для питания через диод нагрузочного сопротивления. Эта последняя обмотка является источником переменного напряжения, однако ток через диод может протекать только при положительном анодном напряжении. При этом по сопротивлению $R_н$ проходит выпрямленный ток в направлении сверху вниз, как показано на рисунке.

Переменное напряжение, подаваемое от вторичной обмотки на зажимы лампы анод — катод (пренебрегая паде-

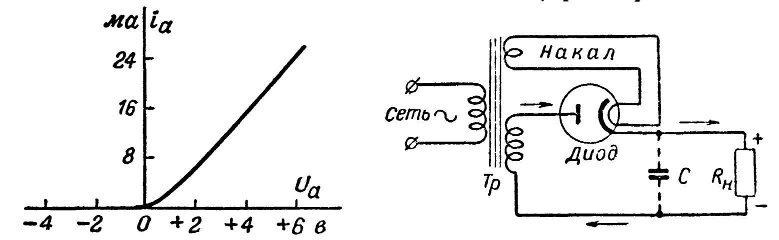


Рис. 8-3. Анодная характеристика диода.

Рис. 8-4. Схема выпрямителя.

нием напряжения на сопротивлении $R_н$), развернуто на рис. 8-5 во времени и оказывается симметричным относительно оси ординат, играющей в этой части рисунка роль оси времени. Анодный ток проходит лишь в те промежутки времени, когда напряжение на аноде положительно. Поэтому он имеет форму импульсов, длящихся около полупериода переменного напряжения. Построение этих импульсов выполнено путем переноса уровня максимумов напряжения через точку m характеристики диода направо, где уже по горизонтали показана ось времени для анодного тока. Так работает диод только при малом активном сопротивлении $R_н$.

Пульсирующий анодный ток можно рассматривать как сумму постоянной I_0 и переменной составляющих (рис. 8-5). Если полезную работу при питании нагрузочного сопротивления может выполнять лишь постоянный ток, то целесообразно, чтобы переменный ток не проходил по сопротивлению $R_н$ (чтобы зря не расходовалась энергия перемен-

[1] Диод, предназначаемый для выпрямления тока в установках электропитания, называется кенотроном, т. е. пустотным прибором.

ного тока в $R_н$). Эту задачу в простейшем случае выполняет конденсатор C, включаемый параллельно нагрузочному сопротивлению, показанный на рис. 8-4 пунктиром. Однако процесс работы выпрямителя в этом случае несколько отличается от рассмотренного.

Наряду с описанным катодом косвенного накала применяются лампы с катодами прямого (непосредственного) накала. В них нить накала служит одновременно катодом (рис. 8-6), причем активирующий слой окислов наносится прямо на поверхность нити. Такие лампы менее прочны и менее долговечны[1] в работе, но зато при заданном токе

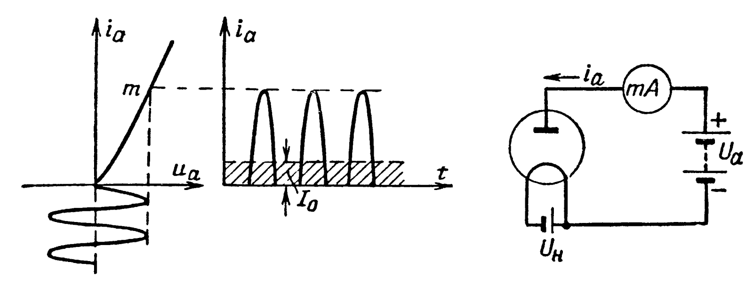


Рис. 8-5. Кривые, поясняющие процесс работы выпрямителя.

Рис. 8-6. Схема включения диода с непосредственным накалом.

эмиссии они потребляют меньшую мощность на накал. Поэтому лампы с катодами прямого накала называются экономичными и широко применяются во всевозможной радиоаппаратуре, питание которой осуществляется от батарей (например, дорожные приемники).

Отметим также, что наряду со стеклянными баллонами для радиоприемных ламп применялись и сейчас еще применяются металлические баллоны. В них выводы от электродов проходят сквозь изоляцию, свариваемую с металлом баллона. Лампы с металлическими баллонами, широко применявшиеся в довоенные годы, сейчас снова уступают место стеклянным, которые оказались удобнее в производстве и в эксплуатации.

Диоды для радиоприемников и кенотроны для выпрямителей изготовляются преимущественно двойными. Двой-

---

[1] Долговечность (срок службы) приемно-усилительных ламп косвенного накала может достигать 5 000 *ч* и более, а у лучших ламп прямого накала срок службы не превосходит обычно 2 000 *ч*. Работа с перекалом (с повышенным сверх нормы напряжением накала) резко сокращает срок службы. Работа с недокалом ухудшает эмиссионные свойства катода.

ной диод — это два отдельных диода в одном баллоне, с общей или с отдельными нитями подогрева (рис. 8-7). Два диода, помещенные в один баллон, применяются как для совместной работы в схеме одного выпрямителя или детектора, так и для работы порознь в различных частях радиоприемника.

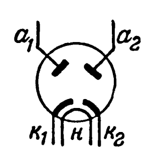


Рис. 8-7. Условное обозначение на схемах двойного диода.

В работающей лампе анод может нагреваться иногда до красного каления. Причиной нагрева анода является бомбардировка его электронами, образующими ток в лампе: при ударе об анод электрон отдает ему свою энергию, и эта энергия превращается в тепловую. При неправильной эксплуатации лампы анод может нагреться до белого каления и расплавиться.

Температура анода определяется мощностью потерь на электронную бомбардировку. Эта мощность равна произведению анодного напряжения на величину анодного тока

$$P_а = u_а i_а.$$

Обычно в справочниках указываются значения наибольшей допустимой мощности потерь на аноде, еще безопасной для лампы. Эта допустимая мощность тем больше, чем больше поверхность анода, чем выше температура его плавления и чем лучше условия теплоотдачи во внешнее пространство. Очень мощные лампы имеют большие размеры анодов и требуют принудительного (воздушного или водяного) охлаждения.

8-3. ТРИОДЫ. ПРИНЦИП УСИЛЕНИЯ

Электронная лампа может служить не только для выпрямления, но и для усиления электрических колебаний. Однако для этого необходимо ввести в лампу по крайней мере еще один дополнительный электрод — сетку. Такая лампа называется трехэлектродной лампой или триодом.

Схема включения триода с подогревным катодом изображена на рис. 8-8. Добавленный электрод — сетка выполняется обычно в виде проволочной спирали, помещенной между анодом и катодом и охватывающей катод на всем его протяжении. Благодаря тому, что сетка расположена между катодом и анодом и витки сетки частично экранируют пространство около катода от электрического

поля анода, изменения сеточного напряжения u_c значительно сильнее влияют на электронный поток в лампе, чем изменения анодного напряжения u_a. При некотором отрицательном сеточном напряжении отталкивающее действие сетки на электроны окажется настолько сильным, что электроны практически не будут пролетать сквозь нее к аноду, оставаясь в пространстве между сеткой и катодом. Если отрицательное сеточное напряжение уменьшить, то часть электронов будет пролетать между витками сетки к аноду, создавая некоторый ток в анодной цепи. Снижая далее ве-

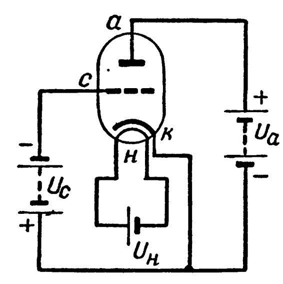


Рис. 8-8. Схема включения триода.

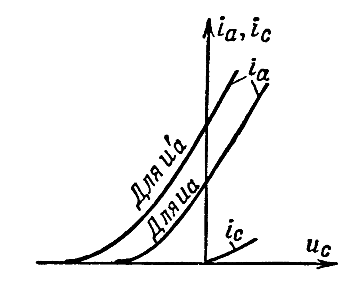


Рис. 8-9. Анодно-сеточные характеристики и сеточная характеристика триода.

личину отрицательного сеточного напряжения, мы будем увеличивать анодный ток еще больше. Если затем сеточное напряжение сделать положительным, то скорость движения электронов будет повышена и ток в цепи анода возрастет еще больше. Но при этом часть электронов будет притягиваться самой сеткой, заряженной по отношению к катоду положительно. Это вызовет появление в цепи сетки сеточного тока. Принято обозначать анодный ток i_a, а сеточный ток i_c.

Зависимость анодного тока i_a от сеточного напряжения u_c при неизменном анодном напряжении (рис. 8-9) называется анодно-сеточной характеристикой лампы, а зависимость сеточного тока i_c от сеточного напряжения u_c называется сеточной характеристикой.

Предположим, что мы увеличили анодное напряжение u_a по сравнению с тем, при котором снималась анодно-сеточная характеристика. Тогда анод будет притягивать электрон сильнее и анодный ток возрастет. Чтобы уменьшить его до нуля (т. е. чтобы „запереть“ лампу), потребуется

большее отрицательное („запирающее“) сеточное напряжение. Следовательно, новая характеристика, соответствующая анодному напряжению $u'_a > u_a$ расположится выше прежней характеристики или, как обычно говорят, левее ее (рис. 8-9). Несколько анодно-сеточных характеристик, снятых при разных постоянных анодных напряжениях, образуют семейство анодно-сеточных характеристик триода.

Анодно-сеточные характеристики состоят из двух участков: нижнего криволинейного участка и приблизительно прямолинейного участка. Более строго говоря, вся характеристика криволинейна, но кривизна верхней ее части незначительна.

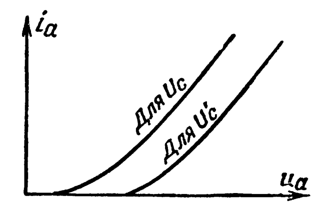


Рис. 8-10. Анодные характеристики триода.

Если напряжение на сетке установить неизменным и изменять анодное напряжение, наблюдая, как зависит от него величина анодного тока, то мы получим анодную характеристику триода (рис. 8-10), которая имеет сходство с характеристикой диода (рис. 8-3); различие лишь в том, что для получения заметного анодного тока в триоде необходимо преодолеть действие обычно отрицательного сеточного напряжения. Поэтому характеристика триода при отрицательном сеточном напряжении начинается и целиком располагается в области положительных анодных напряжений, и притом тем правее, чем больше отрицательное сеточное напряжение ($|u'_c| > |u_c|$). Анодные характеристики триода так же полно отражают свойства лампы, как и анодно-сеточные характеристики, и в практике пользуются как теми, так и другими характеристиками. Из характеристик определяются параметры лампы, т. е. величины, численно отражающие ее свойства.

Выберем на анодно-сеточной характеристике триода, построенной для некоторого постоянного напряжения на аноде (рис. 8-11), точку *а*, соответствующую отрицательному сеточному напряжению U_c. В анодной цепи при этом протекает ток I_a. Затем изменим напряжение на сетке на величину Δu_c; на характеристике это будет соответствовать переходу в точку *б*. При этом анодный ток изменится на величину Δi_a. Прирост тока Δi_a будет тем больше, чем

круче характеристика и чем больше изменено сеточное напряжение. Можно написать:

$$\Delta i_а = S \Delta u_с,$$

где S — величина, связывающая $\Delta i_а$ и $\Delta u_с$ и зависящая от наклона характеристики. Эта величина называется крутизной характеристики для ее участка между точками a и b

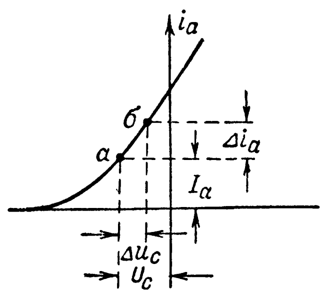


Рис. 8-11. Определение крутизны характеристики.

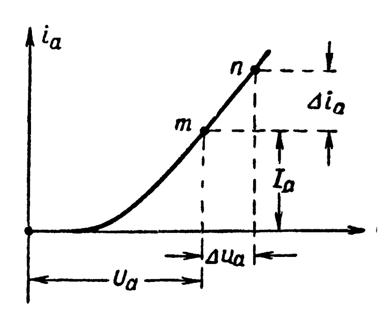


Рис. 8-12. Определение внутреннего сопротивления лампы.

и является одним из параметров лампы. Крутизна характеристики выражается отношением прироста анодного тока к вызвавшему его приросту сеточного напряжения при неизменном напряжении на аноде:

$$S = \frac{\Delta i_а}{\Delta u_с}.$$

Пусть, например, при изменении сеточного напряжения на 2 *в* анодный ток изменился на 8 *ма*; тогда крутизна составит 4 *ма/в* (миллиампера на вольт). Таким образом, крутизна характеристики показывает, на сколько миллиампер изменяется анодный ток при изменении сеточного напряжения на 1 *в*. На нижнем криволинейном участке характеристики значение крутизны сильно зависит от выбора точки на характеристике; на практически прямолинейном участке она приблизительно одинакова во всех точках. Большое значение крутизны является достоинством лампы. Для приемно-усилительных триодов крутизна обычно составляет от 1 до 6 *ма/в* (у мощных триодов крутизна может быть еще больше).

Выберем на анодной характеристике триода, построенной при постоянном сеточном напряжении, точку *m*, соот-

ветствующую положительному анодному напряжению U_a (рис. 8-12). Этой точке соответствует анодный ток I_a. Изменим анодное напряжение на величину Δu_a; на характеристике это соответствует переходу в точку *n*. При этом анодный ток изменится на величину Δi_a. Упрощенно можно сказать так: чем больше понадобился прирост анодного напряжения, чтобы получить некоторый заданный прирост тока, тем больше лампа „сопротивляется“ изменению тока, т. е. тем больше ее внутреннее сопротивление. Отношение Δu_a и Δi_a при неизменном сеточном напряжении называют поэтому внутренним сопротивлением лампы при ее работе в режиме, соответствующем участку характеристики между точками *m* и *n*. Внутреннее сопротивление также является одним из параметров триода

$$R_i = \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}.$$

Внутреннее сопротивление измеряют в омах (килоомах). Пусть, например, для повышения тока на 2 *ма* потребовалось увеличить напряжение на 40 *в*; тогда $R_i = 20\,000$ *ом*. Для триодов разных типов R_i может иметь значения порядка тысяч и десятков тысяч ом. Целесообразность применения ламп с большими или с малыми значениями R_i определяется назначением лампы в том или ином устройстве.

Крутизна S и внутреннее сопротивление R_i служат основными параметрами триода и характеризуют его усилительные свойства. Но часто оказывается удобно пользоваться третьим параметром, который уже не является независимым, а определяется величинами первых двух параметров. Если перемножить два параметра S и R_i, то получим:

$$SR_i = \frac{\Delta i_a}{\Delta u_c} \cdot \frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}.$$

Предположим, что изменения Δu_c и Δu_a выбраны были так, что прирост тока Δi_a за счет повышения сеточного напряжения оказался равным убыли тока ($-\Delta i_a$) за счет снижения анодного напряжения. Тогда, сократив на Δi_a, напишем:

$$SR_i = \frac{-\Delta u_a}{\Delta u_c} = \mu.$$

Величина μ является третьим параметром триода и называется коэффициентом усиления. Очевидно, что коэффициент усиления есть отвлеченное число, показывающее, во сколько раз меньшим должно быть изменение сеточного напряжения по сравнению с изменением анодного напряжения, чтобы вызванные ими изменения анодного тока взаимно скомпенсировались, т. е. чтобы анодный ток остался неизменным. Иначе говоря, коэффициент μ показывает, во сколько раз изменение сеточного напряжения влияет на анодный ток сильнее, чем изменение анодного напряжения. Практически чем меньше шаг намотки спирали сетки, тем полнее она экранирует пространство около катода от поля анода и тем больше коэффициент усиления μ лампы. Делать спираль сетки триода с очень малым шагом нельзя, так как в этом случае понадобилось бы очень большое постоянное анодное напряжение, чтобы получить достаточный анодный ток при отрицательном сеточном напряжении. У различных типов триодов величина μ бывает от нескольких единиц до нескольких десятков. Если, например, $S = 4$ *ма/в*, $R_i = 20\,000$ *ом*, то $\mu = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3 = 80$.

Так как пределы значений крутизны ограничены, то обычно лампа с бóльшим внутренним сопротивлением имеет и бóльший коэффициент усиления.

Величина, обратная коэффициенту усиления, называется проницаемостью лампы: $D = \frac{1}{\mu}$.

Проницаемость — отвлеченное число, правильная дробь и тем меньшая, чем меньше шаг спирали сетки.

Кроме перечисленных основных параметров триода, его свойства характеризуются величинами емкостей между его электродами, которые обычно также даются в справочных сведениях о лампе. Эти емкости могут оказывать влияние на работу усилителей и генераторов колебаний.

Поясним принцип усиления с помощью триода. Применять усиление электрических колебаний приходится во многих случаях, и в первую очередь — в радиоприемниках, где э. д. с. слабых сигналов, наводимая в антенне, может оказаться недостаточной для управления выходным устройством. Возможность усиления основана на том, что анодный ток в μ раз сильнее зависит от сеточного напряжения, чем от анодного.

Часто бывает необходимо, чтобы при усилении лампа работала на прямолинейном участке характеристики (рис. 8-13); в этом случае изменения анодного тока про-

порциональны изменениям сеточного напряжения, т. е. изменения анодного тока будут по форме подобны изменениям сеточного напряжения. Кроме того, в большинстве маломощных усилителей требуется обеспечить работу лампы без токов в цепи ее сетки, так как наличие сеточного тока связано с расходом мощности, подводимой от источника усиливаемого напряжения, включенного в цепь сетки. Для этого в цепь сетки дополнительно включается источник постоянного отрицательного напряжения $U_с$, по величине превосходящего возможные амплитуды усиливаемого напря-

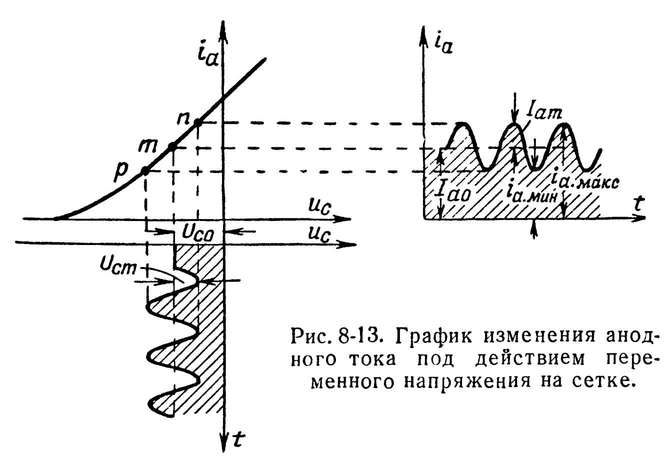


Рис. 8-13. График изменения анодного тока под действием переменного напряжения на сетке.

жения. В результате действия этого напряжения точка m, соответствующая режиму работы лампы при отсутствии усиливаемого напряжения, смещается в левую область анодно-сеточной характеристики. Точка на характеристике лампы, соответствующая режиму работы лампы, называется рабочей точкой.

При отсутствии усиливаемого напряжения в анодной цепи течет постоянный ток $I_{а0}$. При воздействии переменного напряжения сигнала, имеющего амплитуду U_{cm}, рабочая точка перемещается по характеристике между точками n и p и анодный ток пульсирует в пределах от $i_{а\,мин}$ до $i_{а\,макс}$, т. е. в анодной цепи одновременно протекают переменная составляющая тока с амплитудой I_{am} и постоянная составляющая $I_{а0}$. На рис. 8-13 изображены графики описанных процессов во времени.

Если крутизна характеристики лампы S известна, то мы можем выразить амплитуду анодного тока через амплитуду напряжения на сетке следующим образом:

$$I_{am} = SU_{cm} = \frac{\mu U_{cm}}{R_i}.$$

При этом предполагается, что цепь анода замкнута накоротко, т. е. в ней источник, дающий напряжение $U_{а.и}$, присоединен непосредственно между анодом и катодом лампы. Такой режим называется статическим режимом работы лампы. В соответствии с последним равенством можно представить действие переменного сеточного напряжения как появление в анодной цепи лампы генератора переменной э. д. с. с амплитудой μU_{cm} и внутренним сопротивлением R_i.

Чтобы использовать усилительные свойства лампы, необходимо включить в ее анодную цепь нагрузочное сопротивление, с которого можно снимать усиленное переменное напряжение (рис. 8-14). Режим работы лампы при наличии сопротивления нагрузки называют динамическим режимом.

В цепи сетки усилителя включены последовательно источник постоянного сеточного напряжения U_{c0} и источник переменного усиливаемого напряжения с амплитудой $U_{cт}$. В цепи анода последовательно с источником постоянного напряжения $U_{а и}$ включено нагрузочное сопротивление $R_н$. Через это сопротивление протекает анодный ток, постоянная составляющая которого образует на сопротивлении $R_н$ падение напряжения $I_{a0}R_н$, уменьшающее анодное напряжение, подаваемое на лампу. Созданную переменной составляющей анодного тока I_{am} переменную составляющую падения напряжения $U_{am} = I_{am}R_н$ на сопротивлении $R_н$ используют в качестве выходного усиленного напряжения.

Рассматривая только переменные составляющие напряжений и токов в цепи анода, мы можем составить для этой цепи эквивалентную схему (рис. 8-15). Здесь усилитель представлен в виде генератора с переменной э. д. с., амплитуда которой μU_{cm}, и с внутренним сопротивлением R_i; генератор нагружен на сопротивление $R_н$.

Такая схема позволяет определить, во сколько раз уси-

литель усиливает напряжение. Амплитуда переменного анодного тока в схеме

$$I_{am} = \frac{\mu U_{cm}}{R_i + R_н}.$$

Усиленное переменное напряжение на выходе усилителя, т. е. на сопротивление $R_н$, окажется

$$U_{am} = I_{am} R_н = \frac{\mu U_{cm}}{R_i + R_н} \cdot R_н.$$

Отношение усиленного переменного напряжения к переменному сеточному напряжению называется динамическим коэффициентом усиления лампы

$$\mu_д = \frac{U_{am}}{U_{cm}} = \mu \frac{R_н}{R_i + R_н}.$$

Таким образом, зная параметры лампы и ее нагрузки, можно вычислить динамический коэффициент усиления

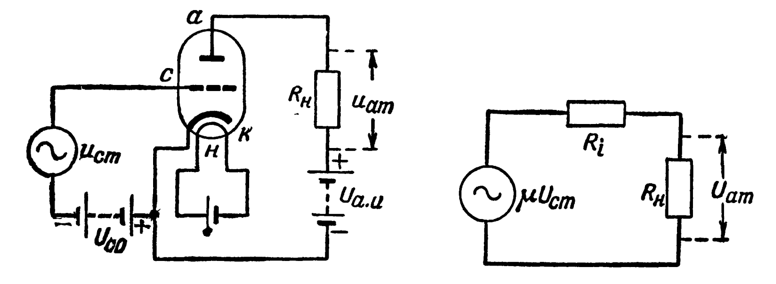


Рис. 8-14. Схема простейшего усилителя.

Рис. 8-15. Эквивалентная схема усилителя.

лампы. Он оказывается меньше (а иногда — и во много раз меньше) коэффициента усиления лампы μ.

Определим, например, динамический коэффициент усиления лампы, имеющей параметры $\mu = 30$, $R_i = 10\,000$ *ом*, если нагрузочное сопротивление $R_н = 5\,000$ *ом*:

$$\mu_д = \mu \frac{R_н}{R_i + R_н} = 30 \frac{5\,000}{10\,000 + 5\,000} = 10.$$

В этом случае при действии в сеточной цепи напряжения,

например, с амплитудой $U_{cm} = 0,1$ *в* амплитуда усиленного напряжения $U_{am} = 1$ *в*.

Анодный ток лампы зависит как от сеточного напряжения, так и от анодного. Поэтому если одновременно изменяются оба напряжения, то изменение анодного тока на линейном участке характеристики может быть определено как сумма изменений этого тока, которые порознь могли быть вызваны изменениями анодного и сеточного напряжений. Так как при изменении сеточного напряжения $\Delta i'_{\text{а}} = S \cdot \Delta u_{\text{с}}$, а при изменении анодного напряжения $\Delta i''_{\text{а}} = \frac{\Delta u_{\text{а}}}{R_i}$, то, следовательно, общее изменение анодного тока

$$\Delta i_{\text{а}} = \Delta i'_{\text{а}} + \Delta i''_{\text{а}} = S \cdot \Delta u_{\text{с}} + \frac{\Delta u_{\text{а}}}{R_i} = S\left(\Delta u_{\text{с}} + \frac{\Delta u_{\text{а}}}{SR_i}\right).$$

Так как

$$SR_i = \mu = \frac{1}{D},$$

то

$$\Delta i_{\text{а}} = S\,(\Delta u_{\text{с}} + D \cdot \Delta u_{\text{а}}).$$

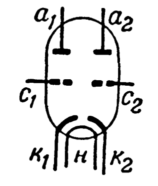


Рис. 8-16. Условное обозначение двойного триода.

Выражение, стоящее в скобках, обычно называют управляющим, приведенным к сетке напряжением

$$\Delta u_{\text{с упр}} = \Delta u_{\text{с}} + D\Delta u_{\text{а}}.$$

Триоды находят себе применение в каскадах усиления низкой частоты приемников, в усилителях сверхвысоких частот, иногда в мощных каскадах передатчиков и во многих импульсных схемах. Очень часто для экономии места в приемнике применяются двойные триоды, т. е. два триода, помещенные в общий баллон. Обозначение двойных триодов на схемах показано на рис. 8-16.

8-4. ЛАМПЫ С НЕСКОЛЬКИМИ СЕТКАМИ

При усилении сигналов высокой частоты вредное действие оказывает емкость между анодом и сеткой ($C_{\text{а-с}}$), которая у триодов сравнительно велика и составляет несколько микромикрофарад. Вредное влияние этой емкости заключается в том, что под действием переменного напряжения, образованного на нагрузочном сопротивлении, из

анодной цепи переменный ток проходит через емкость анод — сетка в сеточную цепь (рис. 8-17). Вследствие этого усиленное напряжение воздействует обратно на цепь сетки, т. е. имеет место так называемая обратная связь, Эта связь может резко изменить динамический коэффициент усиления лампы.

Для уменьшения обратной связи нужно уменьшить емкость $C_{а\text{-}с}$. Это достигается введением в лампу второй сетки c_2, расположенной между анодом и первой (управляющей) сеткой c_1 (рис. 8-18). Сетка c_2 экранирует сетку c_1 от анода и тем самым резко уменьшает емкость $C_{а\text{-}с}$ (до значений порядка сотых и даже тысячных долей микромикрофарады). Поэтому вторая сетка называется экранирующей, а сама лампа с двумя сетками называется четырехэлектродной лампой или тетродом.

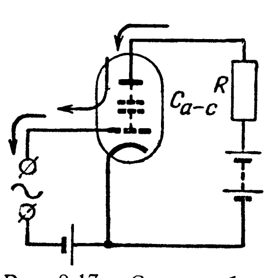


Рис. 8-17. Схема обратной связи через емкость $C_{а\text{-}с}$.

Наличие экранирующей сетки увеличивает коэффициент усиления лампы μ, который в тетродах достигает нескольких сотен, так как ослабляет воздействие анодного напряжения на движение электронов в промежутке катод — управляющая сетка. Чтобы электроны пролетели сквозь экранирующую сетку к аноду, на нее подают положительный потенциал относительно катода. Напряжение U_{c2} между экранирующей сеткой и катодом несколько меньше анодного напряжения. Часть электронов притягивается к экранирующей сетке, создавая в ее цепи относительно небольшой ток, но большинство электронов при нормальных условиях работы лампы пролетает сквозь экранирующую сетку и, попадая под действие электрического поля анода, притягивается к аноду. На анод попадают все электроны, пролетевшие сквозь обе сетки, причем их число почти не изменяется при изменениях напряжения на аноде; поэтому внутреннее сопротивление тетрода оказывается большим (сотни тысяч ом). Управляющая сетка в тетроде оказывает на анодный ток такое же влияние, как и в триоде, и поэтому крутизна анодно-сеточной характеристики тетрода имеет примерно ту же величину, что и крутизна триода (несколько миллиампер на вольт).

Тетрод имеет недостаток, препятствующий широкому применению этого вида лампы. Если в процессе работы

усилителя напряжение на аноде окажется меньше, чем на экранирующей сетке, то возникает явление, связанное с так называемой вторичной эмиссией электронов. При ударах электронов об анод из его поверхности выбиваются новые электроны (вторичные). При нормальных напряжениях на аноде вторичные электроны притягиваются снова к аноду, и вторичная эмиссия практически не отражается на работе лампы. При пониженном анодном напряжении вторичные электроны притягиваются экранирующей сеткой и в ее цепи создается значительный ток, а в цепи

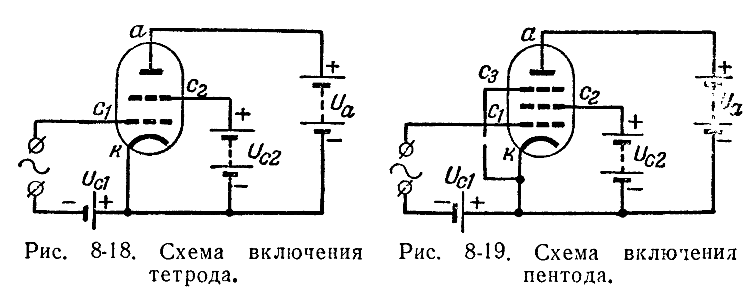


Рис. 8-18. Схема включения тетрода.

Рис. 8-19. Схема включения пентода.

анода ток уменьшается. В результате этого в анодной характеристике лампы получается провал.

Влияние вторичной эмиссии устранено в пятиэлектродной лампе (пентоде). Пентод имеет три сетки. Между анодом и экранирующей сеткой располагается еще одна сетка, обычно соединяемая непосредственно с катодом (рис. 8-19 и 8-20). Эта новая сетка c_3 защищает экранирующую сетку c_2 от вторичных электронов и поэтому называется защитной сеткой. Вторичные электроны, вылетающие с поверхности анода *a* при его «бомбардировке» первичными электронами, встречают на своем пути защитную сетку с нулевым потенциалом по отношению к катоду, т. е. с отрицательным потенциалом по отношению к аноду. В пространстве между этой сеткой и анодом вторичные электроны притягиваются, следовательно, только к аноду, а потому возвращаются к нему.

Анодно-сеточная характеристика пентода, т. е. зависимость анодного тока от напряжения на управляющей сетке, имеет сходство с характеристикой триода (рис. 8-21). Анодные характеристики пентода имеют существенное отличие от характеристик триода (рис. 8-22). При повышении анодного напряжения первоначально анодный ток резко возрастает, так как электроны, слабо притягивавшиеся

анодом и перехватывавшиеся экранирующей сеткой, начинают сильнее притягиваться анодом. При этом происходит уменьшение тока экранирующей сетки. Далее характеристика изгибается и идет прямолинейно и полого, так как все электроны, пролетевшие сквозь экранирующую сетку, попадают на анод и количество их мало изменяется при дальнейшем повышении анодного напряжения. Именно пологий прямолинейный участок анодной характеристики и является ее рабочим участком при использовании пентода в роли усилителя в радиоприемниках. Малый наклон этого

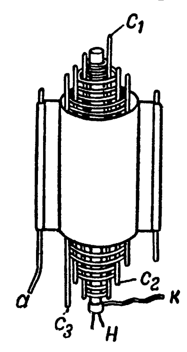


Рис. 8-20. Схема устройства пентода.

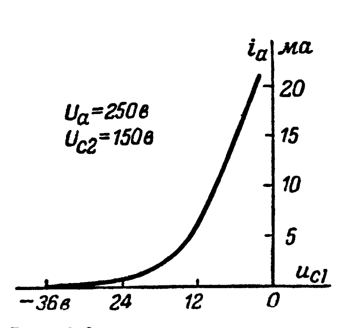


Рис. 8-21. Анодно-сеточная характеристика пентода типа 6К3.

участка означает, что пентоды имеют большое внутреннее сопротивление (сотни тысяч и даже 1—2 млн. *ом*). При обычном значении крутизны коэффициент усиления пентода достигает тысяч.

Уровень, на котором располагается пологий участок анодной характеристики пентода, зависит от напряжения на управляющей сетке: чем меньше значение огрицательного напряжения, тем большее число электронов пролетает сквозь сетки к аноду и тем больше анодный ток.

В простейшем усилителе на пентоде (рис. 8-23) переменное усиливаемое напряжение подается в цепь управляющей сетки, а нагрузочное сопротивление $R_н$ включается в цепь анода. В связи с тем, что внутреннее сопротивление пентода очень велико — значительно больше, чем нагрузочное сопротивление ($R_i \gg R_н$), динамический коэффициент усиления можно вычислить по приближенной формуле

$$\mu_д = \mu \frac{R_н}{R_i + R_н} \approx \mu \frac{R_н}{R_i} = R_н S.$$

Следовательно, решающее влияние на динамический коэффициент усиления пентода имеет крутизна его анодно-сеточной характеристики.

Если пентод, имеющий крутизну $S = 4$ *ма/в*, нагружен сопротивлением $R_н = 10\,000$ *ом*, то лампа имеет динамический коэффициент усиления $\mu_д = SR = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 40$.

Питание экранирующей сетки нецелесообразно осуществлять от специальной батареи. Оно может быть получено от анодного источника, как показано на рис. 8-23. Напряжение, подаваемое на экранирующую сетку, понижается включением гасящего сопротивления R_{c2}, по которому

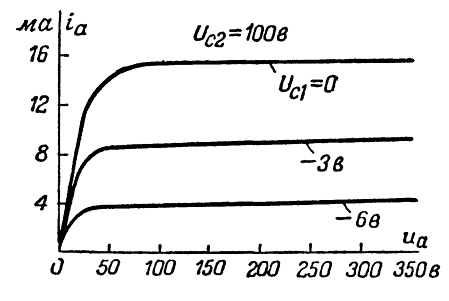


Рис. 8-22. Анодные характеристики пентода типа 6К3.

Рис. 8-23. Схема простейшего усилителя на пентоде.

протекает ток экранирующей сетки. Для того чтобы при изменениях потока электронов напряжение на экранирующей сетке не пульсировало, между экранирующей сеткой и катодом обязательно включается конденсатор C_{c2}, пропускающий переменную составляющую тока экранирующей сетки.

Защиту экранирующей сетки от электронов вторичной эмиссии анода возможно осуществить и без применения защитной сетки. Если витки управляющей и экранирующей сеток расположить точно друг за другом по направлению движения электронов к аноду и, кроме того, поместить между анодом и экранирующей сеткой специальные присоединенные внутри лампы к катоду электроды, то электронный поток разделится на узкие лучи (пучки). Эти концентрированные потоки электронов создают в пространстве между анодом и экранирующей сеткой область низкого потенциала. Электроны вторичной эмиссии анода не могут преодолеть тормозящего действия этой области и возвра-

щаются к аноду. Лампы, работающие по этому принципу, называются лучевыми тетродами. Форма их анодных характеристик подобна форме характеристик пентодов.

8-5. КОНСТРУКЦИИ И МАРКИРОВКА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

В приемно-усилительных лампах электроды (анод, сетки, катод) крепятся внутри баллона при помощи металлических прутков — траверс и распорных пластинок из изоляционного материала. Для соединения электродов с внешними элементами схемы служат металлические штырьки ламп. Внутри ламп каждый электрод соединен с определенным штырьком, а соответствующий провод внешней схемы подводится к зажиму ламповой панельки, в которую вставляются штырьки лампы.

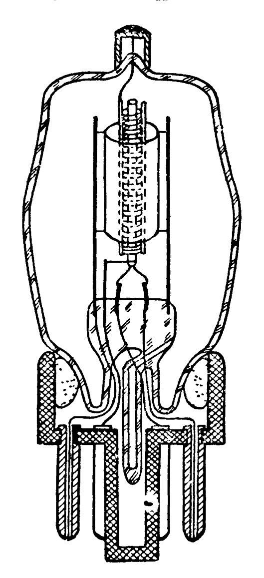


Рис. 8-24. Схематический разрез стеклянной лампы с цоколем.

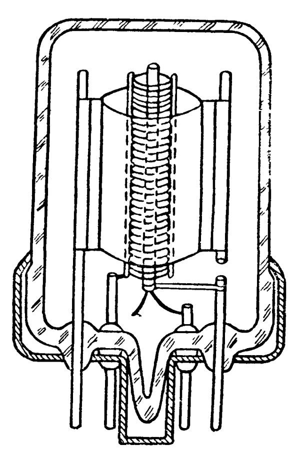


Рис. 8-25. Схематический разрез стеклянной лампы с плоским дном.

У стеклянных ламп ранних выпусков, а также у всех металлических ламп штырьки крепятся в пластмассовом цоколе и от зажатых в стекле держателей электродов к штырькам идут сквозь стекло гибкие проводники (рис. 8-24). Один из электродов (например, управляющая сетка) может быть выведен на колпачок в верхней части баллона. Более современной конструкцией является кол-

струкция лампы с плоским стеклянным дном, в которое непосредственно запаяны штырьки (рис. 8-25); при такой конструкции заметно уменьшаются вредные емкости между выводами электродов и лампа оказывается способной работать на более высоких радиочастотах (включая метровые волны).

Для того чтобы знать, с каким электродом соединен каждый штырек лампы, заводом-изготовителем указывается «цоколевка» лампы, т. е. ее внутренние соединения в виде схематического чертежа (рис. 8-26). Правильная установка лампы в панель обеспечивается либо несимметричным размещением штырьков по окружности дна лампы, либо наличием «ключа», т. е. центрального стержня на дне лампы, боковой выступ которого направляется в соответствующий вырез панельки.

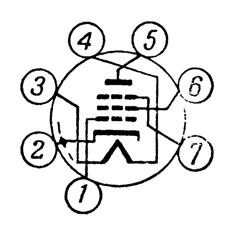


Рис. 8-26. Схема внутренних соединений пентода 6Ж2П.

Марки приемно-усилительных ламп составляются по определенной системе, позволяющей определять по марке тип лампы.

Наименование состоит из цифр и букв. На первом месте стоит цифра, указывающая округленно нормальное напряжение накала. Наиболее распространенным напряжением для ламп с косвенным накалом является 6,3 *в* (первая цифра наименования — 6). У ламп прямого накала с напряжениями 1,2 и 2,2 *в* первые цифры — 1 или 2.

На втором месте стоит буква, обозначающая тип лампы. Приняты, например, обозначения Х — двойной диод маломощный, Ц — кенотрон для выпрямителей, С — триод, Н — двойной триод, Ж — пентод для усиления колебаний высокой частоты, К — тоже пентод высокой частоты, но с растянутым нижним участком анодно-сеточной характеристики, позволяющим регулировать величину усиления перемещением рабочей точки в различные участки характеристики с различной крутизной. Кроме того, существуют другие типы ламп, для обозначения которых используются иные буквы.

Третье место занимает цифра, обозначающая заводской номер конструкции лампы. На четвертом месте ставится буква, позволяющая судить о типе баллона (или, как говорят, об «оформлении» лампы): буква С — стеклянный баллон, буква П — «пальчиковый», т. е. уменьшенный сте-

клянный баллон, и т. д. Отсутствие этой последней буквы обозначает лампу с металлическим баллоном.

Таким образом, для указанных выше ламп наименование 6К3 соответствует пентоду с напряжением косвенного накала 6,3 *в*, с удлиненной характеристикой, с металлическим баллоном; наименование 6Ж2П определяет пентод с напряжением косвенного накала 6,3 *в*, с короткой характеристикой, в стеклянном «пальчиковом» оформлении. Детальнее с принятой маркировкой ламп читатель может ознакомиться в справочниках по электровакуумным приборам.

8-6. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Уже в течение нескольких десятилетий в радиоаппаратуре применяются полупроводниковые приборы для выпрямления переменного тока и для детектирования. За последнее десятилетие широко развивается применение полупроводниковых приборов для усиления и генерирования колебаний. Полупроводниковые приемно-усилительные приборы могут иметь размеры меньше горошины; они не нуждаются в расходе мощности на накал и способны работать в течение многих тысяч часов. Радиовещательный приемник, выполненный полностью на полупроводниковых приборах, имеет малые габариты, экономичен по потреблению энергии и может работать в течение длительного времени без смены приборов.

Однако полупроводниковые приборы не могут претендовать на полное вытеснение ими электровакуумных приборов. Во-первых, предстоит совершенствование технологии массового производства полупроводниковых приборов для их удешевления; во-вторых, требуется достигнуть расширения диапазона частот, на которых способны работать эти приборы; в-третьих, желательно обеспечить постоянство параметров серийных приборов и устранить нежелательное влияние повышенных температур на их работу. Вернее всего нужно ожидать совместного применения электровакуумных и полупроводниковых приборов в наивыгоднейших их сочетаниях.

Полупроводники—это обширная группа веществ, имеющих промежуточные значения удельного сопротивления между удельными сопротивлениями металлов и диэлектриков. Среди полупроводников можно указать значительное число химических соединений. Но в тех приборах, которые предназначены для применения в радиоаппаратуре, исполь-

зуются преимущественно германий и кремний, являющиеся химическими элементами. Их кристаллическая структура позволяет называть полупроводниковые приборы, в которых они используются, кристаллическими.

Полупроводник, и в частности германий, характерен тем, что добавление в него примеси другого элемента увеличивает его электропроводность (уменьшает его удельное сопротивление). В зависимости от вида примеси возможны два разных типа электропроводности. Если, например, среди атомов германия содержится некоторое число атомов мышьяка, то проводимость увеличится за счет наличия избыточных электронов, так как число электронов на внешней оболочке атома мышьяка больше, чем у атома германия. При этом будет иметь место так называемая электронная проводимость (или проводимость n-типа, где n обозначает отрицательные заряды). Если же среди атомов германия содержатся атомы индия, имеющие на внешних оболочках меньше электронов, чем у германия, то электроны от некоторых атомов германия перейдут к атомам индия, а в атомах германия образуются не заполненные электронами места, называемые «дырками». Атом, в котором образовалась дырка, приобретает положительный заряд. Этот атом очень легко может перетянуть к себе электрон из соседнего атома, в результате чего дырка перейдет в соседний атом. Значит, в данном случае можно условно рассматривать перемещения дырок как движение положительных зарядов. Проводимость этого типа называется дырочной проводимостью (или проводимостью p-типа, где p обозначает положительные заряды).

Полупроводниковый выпрямитель представляет собой сочетание в одном кристалле двух типов проводимости — электронной и дырочной. Граница между полупроводниками с электронной и дырочной проводимостью называется электронно-дырочным переходом (n — p-переходом). Именно этот переход и обеспечивает выпрямляющее действие.

Упрощенно выпрямление можно объяснить следующим образом. Если полупроводник с дырочной проводимостью присоединен к положительному полюсу источника (рис. 8-27,*а*), а полупроводник с электронной проводимостью — к отрицательному полюсу (для осуществления контактов с полупроводником служат металлические, например оловянные, пластины), то электроны под действием поля будут стремиться двигаться вправо, как показано на рисунке, а дырки — влево. В n — p-переходе происходит ре-

комбинация, т. е. электроны захватываются атомами, имеющими дырки, и восстанавливаются нейтральные атомы. Поэтому в полупроводнике, а значит и во всей цепи наблюдается ток, величина которого возрастает с увеличением напряжения источника.

При изменении полярности включения источника (рис. 8-27,*б*) электроны стремятся двигаться влево, а дырки — вправо, следовательно, рекомбинация не происходит и ток в цепи не проходит. В действительности небольшой ток проходит, так как в полупроводнике с дырочной проводимостью есть некоторое небольшое количество электро-

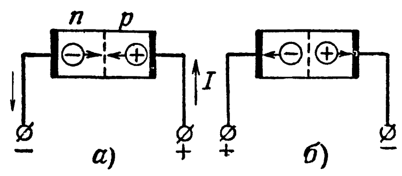


Рис. 8-27. Прохождение тока в электронно-дырочном переходе.

Рис. 8-28. Характеристика полупроводникового диода типа ДГ-Ц2.

нов, а в полупроводнике с электронной проводимостью — небольшое количество дырок. Движение этих «не основных» носителей электрических зарядов и их рекомбинация образуют небольшой ток, причем величина этого тока остается приблизительно постоянной при увеличении напряжения источника.

Таким образом, электронно-дырочный переход хорошо пропускает ток в одном направлении и очень плохо — в другом, т. е. обладает свойством односторонней проводимости. Поэтому полупроводниковый прибор такого типа называется полупроводниковым диодом и применяется в выпрямителях. Его свойства наглядно иллюстрируются его характеристикой, т. е. зависимостью тока от напряжения (рис. 8-28), причем обычно при построении этих характеристик масштабы положительных и отрицательных напряжений и токов берут различными.

При отрицательном напряжении около 100 *в* наступает «пробой» граничного слоя в полупроводнике, т. е. разрушение связей электронов с атомами, и резкое увеличение обратного тока.

Полупроводниковый (кристаллический) диод по сравнению с электровакуумным характеризуется более крутым нарастанием тока при положительных напряжениях и наличием небольшого обратного тока при отрицательных напряжениях. Малые размеры этих приборов и отсутствие цепи накала делают выгодным их применение в приемниках как в качестве детектора, так и в выпрямителях. На рис. 8-29 показаны внешний вид и условное обозначение полупроводникового диода.

Полупроводниковый прибор, предназначенный для усиления и генерации электрических колебаний и называемый полупроводниковым триодом или транзистором, имеет два

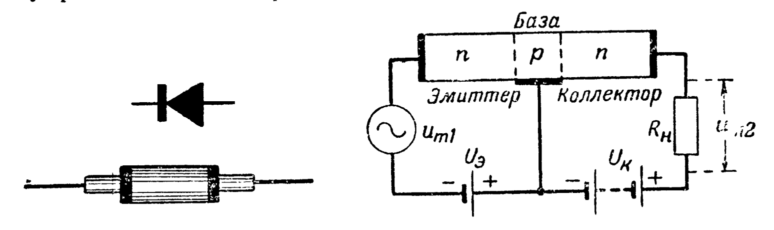


Рис. 8-29. Внешний вид диода ДГ-Ц1 и условное обозначение полупроводниковых диодов.

Рис. 8-30. Схема простейшего усилителя на полупроводниковом триоде.

электронно-дырочных перехода. На рис. 8-30 условно изображен кусок кристалла германия, обработанный так, что левая и правая его части обладают электронной проводимостью, а разделяющая их узкая центральная часть — дырочной проводимостью. Это — прибор типа *n—p—n*. Он имеет три внешних контакта, между которыми включаются источники постоянных напряжений, показанные на рисунке. Левая электронная область называется эмиттером; средняя дырочная область называется основанием (базой); правая электронная область называется коллектором. На эмиттер подается отрицательный, а на коллектор положительный относительно базы потенциал. Кроме того, в цепь эмиттера включается источник переменного усиливаемого напряжения (U_{m1}), а в цепь коллектора входит сопротивление нагрузки $R_н$, на зажимах которого создается усиленное переменное напряжение (U_{m2}).

Напряжение $U_э$ для левого электронно-дырочного перехода является прямым, т. е. приложенным в направлении, в котором может протекать относительно большой ток. Дозы примесей в *n*-области берутся больше, чем в *p*-об-

ласти; поэтому в левом переходе рекомбинируется лишь малая часть носителей зарядов, и электроны в избытке поступают в центральную область. Благодаря малой толщине центральной области (толщина этой области примерно 0,025 *мм*) эти электроны испытывают ускоряющее действие напряжения $U_к$ и создают ток в цепи коллектора. Напряжение $U_к$ действует на правый n—p-переход в обратном направлении; поэтому ток в цепи коллектора может создаваться только за счет электронов, поступающих из эмиттера через левый n—p-переход.

Так как доля рекомбинирующихся электронов незначительна, то ток коллектора $I_к$ почти равен току эмиттера $I_э$ (отличаясь на несколько процентов). Если под действием усиливаемого напряжения U_{m1} ток эмиттера изменяется, то практически также изменяется и ток коллектора ($\Delta I_к \approx \approx \Delta I_э$). Но ток эмиттера проходит через левый n—p-переход в прямом направлении, т. е. встречает малое входное сопротивление $R_{вх}$; значит, этот ток довольно сильно изменяется под воздействием небольшого усиливаемого напряжения

$$U_{m1} = \Delta I_э R_{вх}.$$

Ток коллектора проходит через правый n—p-переход в обратном направлении, т. е. встречает очень большое внутреннее сопротивление; если в цепь коллектора включить значительное нагрузочное сопротивление $R_н$ (десятки и даже сотни тысяч ом), то работа цепи коллектора существенно не изменится, так как на нагрузочном сопротивлении будет падать небольшая доля напряжения $U_к$. Вместе с тем при действии усиливаемого напряжения на сопротивлении $R_н$ создается переменная составляющая напряжения

$$U_{m2} = \Delta I_к R_н.$$

В связи с тем, что изменения токов в цепях эмиттера и коллектора почти одинаковы, мы можем определить коэффициент усиления по напряжению следующим образом:

$$K = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э} \cdot \frac{R_н}{R_{вх}} \approx \frac{R_н}{R_{вх}}.$$

Как было сказано, $R_н > R_{вх}$ и, следовательно, $K > 1$.

Практически полупроводниковые триоды позволяют получать усиление напряжения в десятки раз, а мощности — в несколько тысяч раз.

Величина тока эмиттера определяется величиной напряжения $U_э$. На рис. 8-31 слева представлена зависимость тока эмиттера $i_э$ от напряжения $U_э$ (при постоянстве $U_к$), которая похожа на характеристику полупроводникового диода (если пренебречь для упрощения влиянием величины

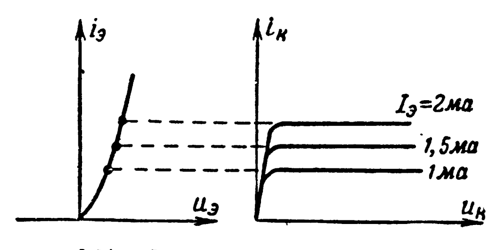


Рис. 8-31. Характеристики эмиттера и коллектора.

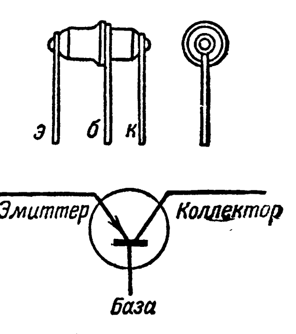


Рис. 8-32. Внешний вид полупроводникового триода типа П-2 и условное изображение полупроводниковых триодов.

тока в цепи коллектора). Справа на том же рисунке показаны характеристики тока коллектора в зависимости от напряжения $U_к$ (при постоянном для каждой характеристики токе эмиттера $I_э$). Эти характеристики похожи на характеристики пентода. Уровень рабочего пологого участка определяется выбором тока эмиттера. Пологие участки свидетельствуют о больших значениях внутреннего сопротивления выходной цепи прибора.

На рис. 8-32 приведены внешний вид германиевого триода типа П-2, предназначенного для усиления сигналов низкой частоты, и условное обозначение кристаллических триодов в схемах.

Наряду с триодами типа *n—p—n* выпускаются триоды типа *p—n—p* (к которым относится указанный выше триод П-2 и ряд других). У них база имеет электронную проводимость, а эмиттер и коллектор — дырочную. Напряжение $U_э$ и $U_к$ для них должны быть взяты обратной полярности по сравнению с полярностью напряжений на рис. 8-30.

Общим недостатком полупроводниковых приборов является ограниченность диапазона частот, в котором они работают как усилители и генераторы. Это объясняется

уменьшенной подвижностью носителей зарядов в полупроводнике по сравнению с подвижностью свободных электронов в вакуумной лампе. Предельная рабочая частота зависит от толщины слоя базы. В этом отношении лучшие результаты дают не «плоскостные» триоды, а «точечные», в которых эмиттер и коллектор образуются двумя тончайшими металлическими остриями, соприкасающимися с поверхностью полупроводника на весьма малом расстоянии друг от друга. Условное обозначение на рис. 8-32 возникло первоначально именно в применении к точечному триоду. Если серийные плоскостные триоды (серия П) работают на частотах звукового диапазона и на радиочастотах не свыше 0,5 *Мгц*, то серийные точечные триоды (серия С) работают на частотах до 5 *Мгц*. Достоинством точечных триодов следует считать также свойственное им «усиление по току», т. е. увеличение переменного тока коллектора в сравнении с вызвавшим его переменным током эмиттера. Это объясняется высокой напряженностью поля около острия коллектора, в результате действия которой носители зарядов получают большое ускорение и способны выбивать из атомов вторичные носители зарядов, идущие на увеличение тока в цепи база — коллектор.

Новейшие достижения теории и технологии позволяют рассчитывать на значительное повышение верхнего предела рабочей частоты плоскостных полупроводниковых триодов до сотен мегагерц. Вместе с тем, благодаря лучшему к. п. д., лучшим шумовым свойствам, лучшей устойчивости и т. д. плоскостные триоды в целом ряде случаев более выгодны, чем точечные.

В заключение необходимо сказать, что задачи вакуумных и полупроводниковых приборов в области выпрямления, усиления и генерации электрических колебаний сходны. Однако механическая, простая замена лампы на полупроводниковый прибор недопустима: как принцип работы, так и параметры ламп и полупроводниковых приборов столь различны, что при замене одного другим требуются пересчет и изменение конструкций других деталей схем.

8-7. ИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ПРИБОРЫ

Существует обширная группа электровакуумных приборов, которые наполнены газом при пониженном давлении (по сравнению с атмосферным) и в которых при прохождении тока через вакуум свободными носителями электрических зарядов являются не только электроны, но и за-

ряженные частицы газа — ионы. Такие приборы называются ионными.

Представим себе газовую среду с пониженным давлением, сквозь которую пролетает электрон под действием электрического поля. Если электрон, обладающий достаточной скоростью, сталкивается с молекулой газа, то он расщепляет молекулу, выбивает из нее новые электроны, и молекула из нейтральной превращается в положительный ион, который по сравнению с электроном обладает большой массой. Электроны с большой скоростью движутся к аноду, т. е. навстречу силовым линиям электрического поля, а ионы, наоборот, движутся сравнительно медленно, но в направлении силовых линий, т. е. к катоду. Напряжение, необходимое для ионизации, имеет определенную для каждого газа величину при данном давлении и данном расстоянии между электродами.

Одновременно с процессом ионизации происходит процесс восстановления ионов в нейтральные молекулы (рекомбинация). Восстановление молекул сопровождается выделением энергии, затраченной на их расщепление. Освобождающаяся энергия создает излучение световых колебаний различной для каждого газа частоты: ртутные пары дают фиолетовое свечение, неон — красное и т. д. Поэтому ионные приборы при нормальной работе светятся, тогда как в электронных лампах свечение является обычно признаком потери вакуума, в результате чего лампа выходит из строя.

Простейшим примером ионного прибора может служить прибор с холодным катодом, называемый неоновой лампой (рис. 8-33). В такую лампу, наполненную неоном (наличие газа в лампе обозначается штриховкой или же точкой внутри обозначения баллона лампы), впаяны два электрода, к которым приложено напряжение. При увеличении напряжения до некоторого значения, зависящего для данного газа от давления его и от расстояния между электродами, в лампе появляется свечение. В то же время измерительный прибор обнаруживает в цепи ток. Это значение напряжения называют напряжением зажигания данной лампы.

Возникновение тока при холодных электродах происходит вследствие того, что в газе всегда имеется некоторое количество ионов. Под действием достаточно сильного электрического поля положительные ионы движутся к катоду и, ударяясь об его поверхность, выбивают из него электро-

ны. Электроны направляются к аноду и, встречаясь с молекулами газа, расщепляют их, создавая новые положительные ионы.

Непрерывный процесс разряда может установиться при условии равенства между количеством электронов и ионов, образующихся при ионизации, и количеством электронов и ионов, убывающих вследствие притяжения к электродам и рекомбинации.

Напряжение $U_а$, включенное между электродами лампы, создает неравномерное распределение в ней потенциала φ (рис. 8-34). Положительные ионы, движущиеся к катоду, образуют вокруг него ионный пространственный за-

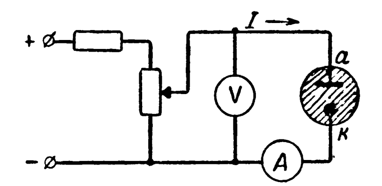


Рис. 8-33. Схема включения неоновой лампы.

Рис. 8-34. Распределение потенциала в неоновой лампе.

ряд с высоким положительным потенциалом. Поэтому напряжение питающего источника падает преимущественно в непосредственной близости от катода («катодное падение»).

При малом токе свечение наблюдается на небольшом участке катода; если ток через лампу увеличивать, свечение будет постепенно распространяться на всю поверхность катода, а увеличение рабочей поверхности катода приведет к дальнейшему увеличению тока. При этом катодное падение напряжения не изменяется (т. е. все время сохраняется его нормальная величина). Величина катодного падения напряжения для неона, например, от 70 до 150 *в*, в зависимости от металла катода: чем легче электроны выделяются из металла, тем меньше катодное падение напряжения.

Если требуется дальнейшее повышение тока в цепи, то необходимо повысить и катодное падение напряжения сверх нормального, вследствие чего увеличится число электронов, выбиваемых с единицы поверхности катода. Наконец, можно дойти до такого значения тока, при котором электроды лампы под действием сильной бомбардировки нагреваются, и катод окажется в состоянии давать термо-

электронную эмиссию. Тогда резко уменьшится катодное падение напряжения и разряд переходит из так называемого тлеющего разряда в дуговой (при дуговом разряде твердые катоды лампы разрушаются).

Если же уменьшить напряжение на зажимах светящейся лампы, то ток прекратится и свечение исчезнет при «напряжении погасания», которое ниже, чем «напряжение зажигания», так как уже при прохождении тока часть напря-

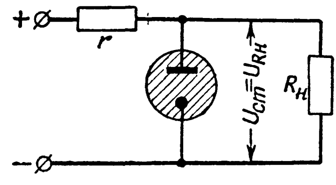


Рис. 8-35. Схема включения стабилитрона.

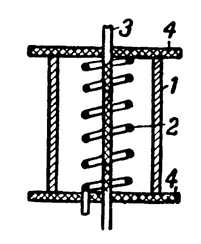
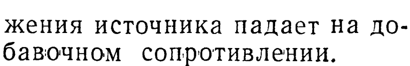


Рис. 8-36. Устройство тиратрона.

1 — анод; *2* — сетка; *3* — катод; *4*—слюдяные диски.



жения источника падает на добавочном сопротивлении.

Неоновые лампы находят широкое применение для световой сигнализации в телефонных коммутаторах, на щитах распределительной аппаратуры и т. п. Другие разновидности приборов с холодным катодом применяются для стабилизации напряжения, например, в устройствах питания приемников. Стабилизация осуществима благодаря постоянству величины нормального катодного падения напряжения.

На рис. 8-35 приведена схема включения простейшего ионного стабилизатора, так называемого стабилитрона. Между источником напряжения и нагрузкой $R_н$ включено балластное сопротивление r. Стабилизатор подключен параллельно нагрузке $R_н$ и, следовательно, напряжение на нагрузке $U_{Rн}$ всегда равно напряжению на стабилизаторе $U_{ст}$. Избыток напряжения источника и возможные изменения этого напряжения падают на балластном сопротивлении r. Несколько стабилизаторов напряжения, смонтированных в общем баллоне, позволяют осуществить деление стабилизированного напряжения на несколько ступеней.

Широкое распространение нашли ионные приборы с накаливаемым катодом, применяемые для выпрямления переменных токов в устройствах питания радиоаппаратуры, для дистанционного управления установками и т. д. Рас-

смотрим в качестве примера газонаполненный триод, называемый тиратроном, позволяющий создать выпрямитель с регулируемой величиной выпрямленного тока (рис. 8-36).

Если установить большое отрицательное сеточное напряжение и затем включить положительное анодное напряжение, то заметный ток через тиратрон не проходит, так как отрицательно заряженная сетка оказывает на электроны, вылетающие из катода, тормозящее действие. При постепенном уменьшении отрицательного сеточного напряжения скорости электронов увеличиваются, и когда они станут достаточными для ионизации ртутных паров или инертного газа, заполняющего тиратрон, произойдет зажи-

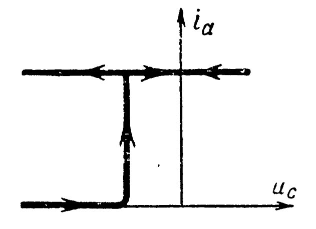


Рис. 8-37. Зависимость анодного тока тиратрона от напряжения на сетке.

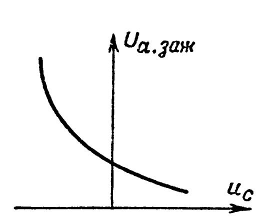


Рис. 8-38. Пусковая характеристика тиратрона.

гание, в результате которого анодный ток резко возрастет. После этого напряжение на сетке уже не влияет на величину анодного тока, так как положительные ионы своим полем компенсируют тормозящее поле сетки (рис. 8-37). Ток определяется добавочным сопротивлением в цепи анода, и погасить тиратрон можно лишь путем уменьшения анодного напряжения.

При перемещении рабочей точки вправо происходит резкое увеличение анодного тока, причем ток, достигнув своей максимальной величины, ограниченной добавочным сопротивлением, в дальнейшем практически не изменяется. При перемещении рабочей точки влево анодный ток также не меняется.

Если повысить анодное напряжение, то вспышка тиратрона произойдет при более отрицательном сеточном напряжении. Зависимость зажигающего анодного напряжения от сеточного напряжения (рис. 8-38) называется пусковой характеристикой тиратрона или характеристикой зажигания. Следовательно, если анод тиратрона питается переменным напряжением, то выбор сеточного смещения

регулирует момент вспышки и тем самым определяет время прохождения тока через прибор (в течение периода). Применение тиратрона позволяет изготовить выпрямитель с регулируемым выпрямленным током и напряжением при неизменном сопротивлении нагрузки.

Многочисленные виды электровакуумных приборов, описанные выше, характеризовались относительно большим поперечным сечением и относительно малой длиной электронных пучков. Электронно-лучевые приборы, к которым относятся электронные осциллоскопические трубки, а также электронно-лучевые трубки, применяемые в радиолокации и в телевидении, основаны на создании пучка (луча) электронов с малым поперечным сечением и большой длиной (иногда — десятки сантиметров) и на отклонении этого пучка с помощью электрического или магнитного поля.

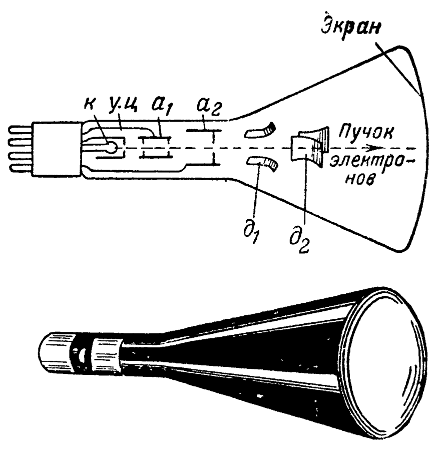


Рис. 8-39. Схема устройства и внешний вид электронно-лучевой осциллоскопической трубки.

Электронный осциллоскоп (называемый осциллографом в том случае когда наблюдаемый в нем процесс фиксируется на фотопленке) предназначен для зрительного исследования разнообразнейших электрических процессов. Он находит широчайшее применение в технике контроля и измерений.

Простейшая трубка электронного осциллоскопа (рис. 8-39) состоит из стеклянного баллона, на торцовой части внутренней поверхности расширенного конца которого нанесен слой вещества, способного светиться под действием электронной бомбардировки (люминофор). Этот слой образует экран.

Со стороны цоколя в трубке имеется катод косвенного накала *к* и три цилиндрических электрода, образующих «электронную пушку». Ближайший к катоду управляющий цилиндр (у. ц.) охватывает катод и пропускает поток электронов лишь через отверстие в своем торце. Давая на этот управляющий цилиндр тот или иной отрицательный потен-

циал относительно катода, можно изменять количество электронов (плотность их потока) и тем самым регулировать яркость свечения экрана.

Далее за управляющим цилиндром следуют два анода, которые имеют также цилиндрическую форму. На анод A_1 подается относительно катода постоянное напряжение (например, $+300 \div 400$ *в*), а на анод A_2 — более высокое напряжение (например, $+1\,000$ *в*). Электрическое поле, создаваемое этими анодами, ускоряет движение электронов к экрану и одновременно фокусирует пучок (луч) электронов, что дает возможность получить на экране маленькое светлое пятнышко.

Цвет пятна зависит от состава, которым покрыт экран (для покрытия применяются соли таких металлов, как кальций, цинк и др.). Точно так же от выбора покрытия зависит и другое свойство экрана—время «послесвечения», т. е. сохранения свечения после исчезновения потока электронов. Следовательно, осциллоскопы можно классифицировать как по цвету пятна (белое, зеленое, фиолетовое), так и по времени послесвечения. Трубки, наиболее распространенные в нашей измерительной практике, имеют зеленое свечение и незначительное время послесвечения.

Электронная пушка выпускает тонкий пучок электронов, оставляющий на экране светлое пятно регулируемой яркости и достаточно малых размеров. Этот пучок по пути проходит еще между двумя парами пластин *д*, являющихся конденсаторами. Если к паре пластин приложить напряжение, то электрическое поле вызовет отклонение пучка, и пятно переместится по экрану. Пластины $д_1$ (рис. 8-39) отклоняют пятно в вертикальной плоскости, а пластины $д_2$—в горизонтальной.

При включении электронно-лучевой осциллоскопической трубки (рис. 8-40) положительный полюс высоковольтного источника питания, присоединяемый к корпусу прибора, подсоединен к аноду A_2. К нему же присоединены отклоняющие пластины средними точками делителей напряжения.

Анод A_1 подключен к движку потенциометра, дающему возможность выбрать пониженный, но положительный по отношению к катоду потенциал и тем достигнуть фокусировки пятна. Управляющий электрод находится под отрицательным по отношению к катоду потенциалом; перемещением движка, регулирующего потенциал этого электрода, регулируется яркость пятна.

Между отклоняющими пластинами включены соответственно напряжения U и U для вертикального и горизонтального отклонения луча.

Электроны, пролетевшие сквозь аноды, должны падать в центр экрана. Под действием напряжения, приложенного между парой отклоняющих пластин, путь электронов изменяется: электроны (как отрицательные частицы) отклоняются от прямолинейного пути в сторону положительно заряженной пластины, и пятно смещается от центра экрана. Такой способ отклонения луча электронов называется электростатическим. Чувствительность трубки показывает,

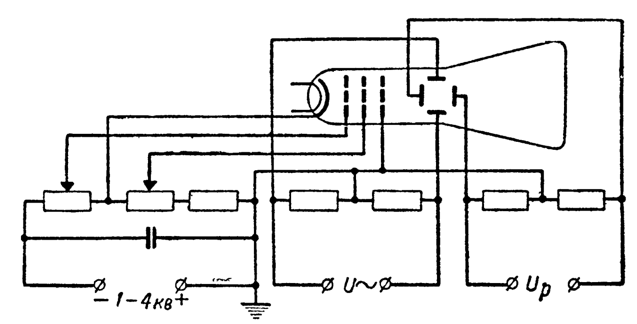


Рис. 8-40. Упрощенная схема включения осциллоскопической трубки.

на сколько миллиметров отклонится луч на экране при напряжении между пластинами в 1 *в*. Чувствительность обычных трубок составляет 0,1—0,5 *мм/в*. Следовательно, заметное отклонение достигается при напряжениях порядка десятков вольт. Если необходимо обнаружить воздействие меньших напряжений, то перед подачей на пластины эти напряжения усиливаются.

Среди многочисленных практических применений осциллоскопа важнейшим является его использование для «линейной развертки» процессов, т. е. для получения на экране развернутых диаграмм исследуемого напряжения. С этой целью на пластины горизонтальной развертки (ось x) подают напряжение «пилообразной» формы (рис. 8-41), получаемое от специального вспомогательного генератора. На участках *oa* это напряжение возрастает пропорционально времени (линейно) и отклоняет пятно по горизонтали. На участках *ab* напряжение резко падает, и пятно быстро возвращается в исходное положение. Следо-

вательно, при воздействии пилообразного напряжения, повторяющегося свыше 20 раз в секунду (иногда много тысяч раз), можно наблюдать на экране световую горизонтальную полоску, длина которой пропорциональна высоте «зубца пилы», а толщина равна диаметру пятна.

Одновременно с этим на пластины вертикального отклонения подают переменное напряжение, кривую которого нужно получить на экране. Если частота исследуемого напряжения равна или кратна частоте пилообразного напряжения, то за время одного перемещения по горизонтали пятно совершит одно или несколько колебаний по вертикали. В результате вертикального отклонения на экране можно видеть изображение исследуемого напряжения (рис. 8-42). Вследствие равенства периодов T развертки и исследуемого процесса изображение неподвижно, так как путь пятна по экрану повторяется. Часть изображения искажается, так как обратный ход пятна происходит не мгновенно, а в течение какого-то промежутка времени.

Рис. 8-41. Напряжение пилообразной формы.

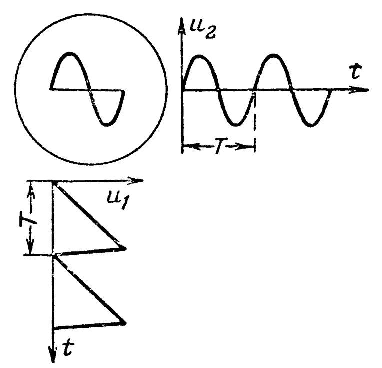


Рис. 8-42. Линейная развертка синусоидального напряжения.

В современной радиотехнике осциллоскоп имеет очень важное значение, так как дает возможность наблюдать электрические процессы в схемах и, следовательно, более уверенно воздействовать на эти процессы. Но не только исследование схем является областью применения осциллоскопа. С помощью осциллоскопа решают и более сложные задачи, как, например, задачу измерения расстояний в радиолокации и многие другие.

ВОПРОСЫ

1. Как устроен диод и что представляет собой его характеристика?
2. Как объяснить выпрямляющее действие диода?
3. В чем различие между катодами прямого и косвенного накала?
4. Какую роль выполняет в триоде сетка?

5. Как объясняется форма анодно-сеточной характеристики триода?
6. Что такое крутизна триода?
7. Что такое внутреннее сопротивление триода?
8. Как связаны между собой математически параметры триода?
9. Почему усилительная лампа должна работать при отрицательном постоянном напряжении в цепи сетки?
10. Как объясняется усилительное действие триода?
11. С какой целью в лампу вводится вторая (экранирующая) сетка?
12. С какой целью в лампу вводится третья (защитная) сетка?
13. Чем отличаются характеристики пентода от характеристик триода?
14. Чем отличаются параметры пентода от параметров триода?
15. Что такое лучевой тетрод?
16. Как расшифровать марку лампы 6Н1П?
17. Как возникает в полупроводнике дырочная проводимость?
18. Почему электронно-дырочный переход имеет одностороннюю проводимость?
19. Чем объясняется усилительное действие полупроводникового триода (транзистора)?

ЗАДАЧИ

1. Вычислить коэффициент усиления и проницаемость триода, имеющего крутизну 6 *ма/в* и внутреннее сопротивление 15 000 *ом*.

2. Известно, что проницаемость лампы равна 0,01, а внутреннее сопротивление 50 000 *ом*. Определить коэффициент усиления и крутизну.

3. Триод имеет параметры $S = 3$ *ма/в* и $R_i = 15\,000$ *ом*. При какой величине нагрузочного сопротивления $R_н$ имеет место граница между усилением и ослаблением напряжения сигнала (т. е. $\mu_д = 1$)?

4. Коэффициент усиления пентода $\mu = 2\,000$; его внутреннее сопротивление $R_i = 5 \cdot 10^5$ *ом*. Определить его крутизну.

5. Определить, во сколько раз усиливает напряжение каскад с пентодом предыдущей задачи, если в его анодную цепь включено нагрузочное сопротивление $R_н = 10\,000$ *ом*.

Глава девятая

УСИЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

9-1. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилителем называется устройство, которое позволяет получить электрические колебания бо́льшей мощности, чем мощность колебаний, управляющих его работой. Получаемая от усилителя энергия электрических колебаний создается за счет энергии источника питания усилителя (анодной батареи или выпрямителя). Преобразователем энергии постоянного тока источника питания в энергию усиленных колебаний служат электронная лампа или по-

лупроводниковый триод, которые управляются усиливаемыми колебаниями. Зажимы усилителя (рис. 9-1), к которым подводятся усиливаемые колебания, называются входом усилителя. Источник усиливаемых колебаний создает на входе усилителя переменное напряжение с амплитудой U_{m1}. Для источника усиливаемых колебаний усилитель представляет собой некоторое сопротивление $R_{вх}$, которое называется входным сопротивлением усилителя; оно равно по величине такому сопротивлению, в котором расходовалась бы мощность усиливаемых колебаний $P_{вх}$, фактически расходуемая во входной цепи усилителя:

$$P_{вх} = \frac{U_{m1}^2}{2R_{вх}}. \qquad (9\text{-}1)$$

Для уменьшения мощности, потребляемой от источника усиливаемых колебаний, желательно иметь значение сопротивления $R_{вх}$ по возможности большим, что, однако, не всегда удается по ряду причин.

К выходным зажимам усилителя присоединяется сопротивление $R_н$, т. е. нагрузочное сопротивление, на котором создается переменное напряжение U_{m2} и в котором потребляется мощность усиленных колебаний

$$P_{вых} = \frac{U_{m2}^2}{2R_н}. \qquad (9\text{-}2)$$

Усиление оценивается коэффициентом усиления мощности

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \qquad (9\text{-}3)$$

Практически усилители очень часто составляют из нескольких усилительных каскадов. Усилительным каскадом называют сочетание лампы (или полупроводникового триода) и всех относящихся к ней и влияющих на режим ее работы элементов схемы. Усиливаемые колебания могут быть весьма слабыми, и усиление, получаемое от одного каскада, недостаточным. Поэтому колебания, усиленные первым каскадом, подают на вход второго каскада и т. д. Источники питания в большинстве случаев являются общими для всех каскадов усилителя.

Задача последнего, так называемого выходного (оконечного) каскада состоит в том, чтобы отдать нагрузочному сопротивлению (например, громкоговорителю) требуемую для его нормальной работы мощность. Задача же предварительных каскадов заключается в том, чтобы усилить напряжение, поданное на вход усилителя, до той величины, которая обеспечит отдачу выходным каскадом требуемой мощности. Конечно, все каскады усиливают мощность, но величина выходной мощности каждого из предварительных каскадов во многих случаях не влияет на работу следующего каскада, так как для управления последующим каскадом имеет значение в основном напряжение усиливаемых колебаний, подаваемое на его вход. Поэтому работа таких предварительных каскадов усиления оценивается коэффициентом усиления напряжения

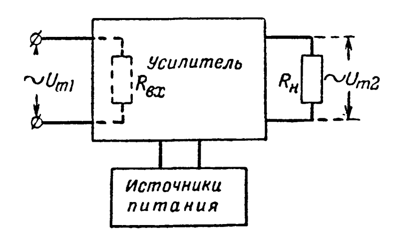


Рис. 9-1. Структурная схема включения усилителя.

$$K = \frac{U_{m2}}{U_{m1}}, \qquad (9\text{-}4)$$

который в этом случае обязательно должен быть больше единицы.

Коэффициент усиления мощности связан с коэффициентом усиления напряжения. Если в выражение (9-3) подставить значения $P_{вх}$ и $P_{вых}$ из выражений (9-1) и (9-2), то получим:

$$K_P = \left(\frac{U_{m2}}{U_{m1}}\right)^2 \frac{R_{вх}}{R_н} = K^2 \frac{R_{вх}}{R_н}. \qquad (9\text{-}5)$$

При малой величине сопротивления нагрузки, когда $R_н < R_{вх}$, усиление мощности может быть получено даже в тех усилителях, у которых коэффициент усиления напряжения меньше единицы. К таким усилителям часто относятся выходные каскады усилителей при их работе на громкоговоритель, сопротивление которого является сопротивлением нагрузки $R_н$ и обычно мало по сравнению с входным сопротивлением каскада $R_{вх}$.

Различают каскады усиления напряжения и каскады усиления мощности. Для каждого из этих каскадов $P_{вых} > P_{вх}$, но для каскадов усиления напряжения необходимо также иметь $U_{m2} > U_{m1}$, что для каскадов усиления мощности не является обязательным.

Устройство усилителей различно в зависимости от диапазона частот усиливаемых колебаний.

Усилители, предназначенные для усиления колебаний какой-либо одной частоты или колебаний, частóты которых относительно близки друг к другу, т. е. лежат в сравнительно узком диапазоне частот, называются узкополосными усилителями. Как правило, такие усилители содержат колебательный контур или полосовой фильтр, состоящий из двух контуров, и усиливают колебания, частота которых совпадает или достаточно близка к резонансной частоте контуров. Усилители с одним резонансным контуром часто называют резонансными, а усилители с полосовым фильтром — полосовыми усилителями. Резонансные усилители используются, например, в приемниках для усиления колебаний высокочастотных сигналов радиостанций. В этих случаях их называют усилителями колебаний высокой частоты или, короче, усилителями высокой частоты.

Усилители, предназначенные для усиления колебаний, частóты которых лежат в сравнительно широком диапазоне частот, называются широкополосными усилителями. Если в них не используют колебательные контуры, то их называют апериодическими. В радиовещательных приемниках они применяются для усиления колебаний звуковых, т. е. низких частот, и называются усилителями колебаний низкой или звуковой частоты.

Особую группу составляют усилители, предназначенные для усиления отдельных импульсов напряжения. Такие усилители называются импульсными. Импульсные усилители используются в телевизионных приемниках для усиления сигналов, передающих изображение, т. е. так называемых видеосигналов (в этом случае их называют видеоусилителями).

9-2. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ И ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Принцип усиления напряжения с помощью электронной лампы был рассмотрен в восьмой главе. Однако в схемах, приведенных в этой главе (рис. 8-14 и 8-23), отсутствовали

элементы, обеспечивающие подачу усиленного напряжения с одного каскада на вход следующего каскада.

В схеме каскада усиления напряжения низких частот (рис. 9-2) для усиления колебаний используется пентод $Л_1$, а анодной нагрузкой лампы является сопротивление R. Поэтому такой каскад называется каскадом усиления на сопротивлениях.

Рассмотрим назначение деталей этой схемы. Между управляющей сеткой и катодом пентода $Л_1$ приложено напряжение U_{m1} усиливаемого сигнала. Одновременно в этой цепи образуется постоянное напряжение, создающее

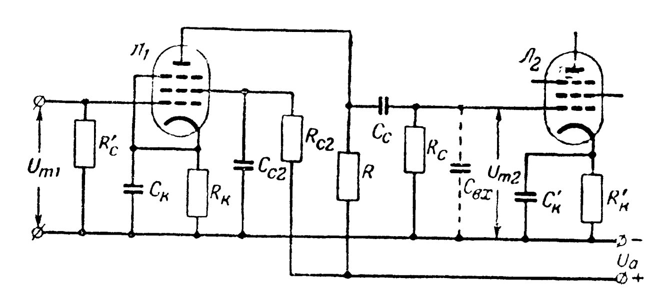


Рис. 9-2. Схема каскада усилителя на сопротивлениях.

на сетке отрицательный потенциал по отношению к катоду. Это напряжение создается суммарным током анода и экранирующей сетки, протекающим по сопротивлению $R_к$ от катода к отрицательному зажиму источника питания (на рисунке—сверху вниз). Величина сопротивления $R_к$ обычно составляет сотни или тысячи ом. Чтобы переменная составляющая тока не создавала на сопротивлении $R_к$ значительной переменной составляющей напряжения, параллельно включается конденсатор $C_к$ большой емкости. Так как напряжение между экранирующей сеткой и катодом должно быть меньше напряжения между анодом и катодом, то экранирующая сетка подключается к источнику питания через сопротивление R_{c2}. Чтобы напряжение экранирующей сетки не пульсировало, включен конденсатор C_{c2}. Основным нагрузочным сопротивлением пентода служит сопротивление R в анодной цепи; на нем при действии сигнала создается переменное напряжение, которое должно воздействовать на вход следующего каскада. Обычно это

сопротивление выбирают в пределах десятков или сотен килоом.

Для того чтобы переменное напряжение с сопротивления R воздействовало на сетку следующей лампы, а постоянное напряжение анодной батареи не попадало бы в цепь этой сетки, включается разделительный конденсатор $C_с$. Сопротивление $R_с$ служит для стекания электронов, упавших на сетку, и поэтому называется сопротивлением утечки. Одновременно через него подается отрицательное напряжение смещения с сопротивления $R_к$. Обычно сопротивление $R_с$ выбирают в пределах от сотен килоом до нескольких мегом.

Наличие конденсатора $C_с$ и сопротивления $R_с$, а также выходной емкости $C_{вых}$ следующего каскада влияет на усилительные свойства рассматриваемого каскада. Поэтому в эквивалентной схеме каскада для переменных составляющих анодного тока и напряжения необходимо учесть эти элементы (рис. 9-3).

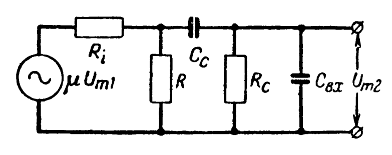


Рис. 9-3. Эквивалентная схема каскада усилителя на сопротивлениях.

На звуковых частотах примерно выше 500 *гц* конденсатор $C_с$, имеющий емкость порядка десятков тысяч пикофарад, представляет собой настолько малое реактивное сопротивление, что его можно не учитывать. Сопротивление входной емкости следующего каскада $C_{вх}$, имеющей порядок нескольких пикофарад, приходится учитывать только на частотах, превосходящих примерно 2 500 *гц*, так как на более низких частотах оно весьма велико, а потому можно считать ветвь, содержащую $C_{вх}$, как бы отсутствующей. Таким образом, на средних звуковых частотах (примерно в пределах от 500 до 2 500 *гц*) лампа работает на эквивалентное нагрузочное сопротивление, состоящее из параллельного соединения сопротивлений R и $R_с$

$$R_э = \frac{RR_с}{R+R_с}. \tag{9-6}$$

При условии $R_с \gg R$ можно принять $R_э \approx R$. В этом случае для средних звуковых частот в случае применения

триода $K \approx \mu \frac{R}{R+R_i}$, а в случае применения пентода коэффициент усиления каскада по напряжению (см. гл. 8)

$$K \approx SR,$$

где S — крутизна пентода.

При звуковой частоте ниже примерно 250 *гц* сопротивление разделительного конденсатора $C_с$ достигает таких значений, при которых на нем падает заметная часть переменного напряжения, создаваемого на сопротивлении R. Вследствие этого полезное выходное напряжение U_{m2} уменьшается и, следовательно, с понижением частоты снижается коэффициент усиления каскада.

На высоких частотах выше примерно 2 500 *гц* сопротивление входной емкости $C_{вх}$ уменьшается, и ток, ответвляющийся через эту емкость, возрастает, становясь соизмеримым с тем током, который протекает через сопротивление R. В результате этого увеличиваются суммарный ток лампы и внутреннее падение напряжения на сопротивлении R_i. Поэтому полезное выходное напряжение с повышением частоты уменьшается, т. е. коэффициент усиления снижается.

Зависимость коэффициента усиления усилителя на сопротивлениях от частоты может быть наглядно представлена при помощи так называемой частотной характеристики (рис. 9-4). В области наиболее низких звуковых частот и в области наиболее высоких звуковых частот усиление уменьшается или, как принято говорить, характеристика «заваливается».

В звуках речи или музыки могут присутствовать колебания от самых низких до самых высоких звуковых частот. Неравномерное усиление колебаний различных частот приводит к искажению звука, к потере его естественности. Такие искажения называются частотными. Чем выше требования к качеству воспроизведения звука, тем на большем участке частотная характеристика должна приближаться к горизонтальной прямой. Однако включение конденсатора очень большой емкости неблагоприятно отражается на работе схемы[1]. Для уменьшения «завала» частотной

[1] Конденсатор большой емкости может иметь ухудшенную изоляцию; его корпус дает паразитную емкость между сеткой и катодом; наконец, заряд такого конденсатора импульсом помехи при большом сопротивлении $R_с$ способен запереть на некоторое время лампу следующего каскада.

характеристики в области наиболее низких частот необходимо брать достаточно большую емкость C_c. Для уменьшения «завала» частотной характеристики в области наиболее высоких частот необходимо ограничивать величину R и тем самым ограничивать усиление на средних частотах. Нормально каскад на сопротивлениях обеспечивает для средних звуковых частот коэффициент усиления порядка нескольких десятков. Завалы характеристики на крайних частотах звукового диапазона допускаются не более чем на 30—50%.

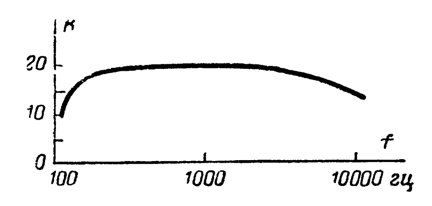


Рис. 9-4. Частотная характеристика усилителя на сопротивлениях.

Предположим, что усиление в одном каскаде оказывается недостаточным и возникает необходимость составить усилитель из нескольких (например, из двух) каскадов (рис. 9-5). При монтаже многокаскадной схемы в качестве общего провода, к которому присоединен минус анодного питания, обычно используется корпус (шасси) аппарата. При питании нескольких каскадов от общего

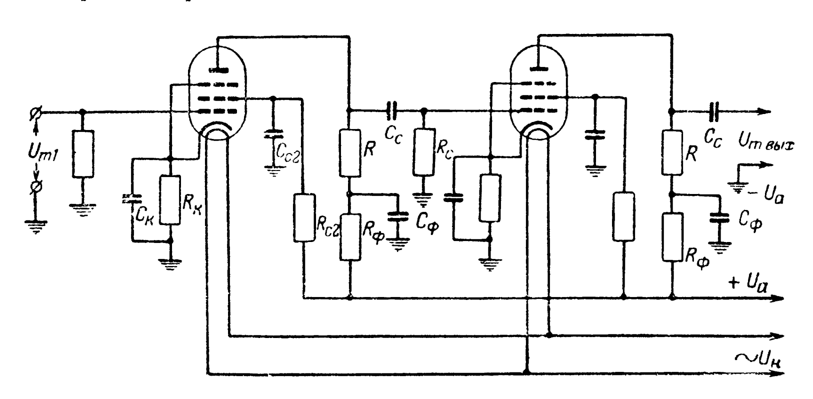


Рис. 9-5. Схема двухкаскадного усилителя на сопротивлениях.

источника анодного напряжения через этот источник протекают переменные составляющие анодных токов всех ламп, которые создают переменное напряжение на внутреннем сопротивлении источника. Так как переменная составляющая анодного тока лампы последнего каскада

имеет наибольшую величину, то она создает и наибольшее переменное напряжение на источнике. Это напряжение, созданное последним каскадом, действует через R и $C_с$ на входы предыдущих каскадов. Для устранения этого явления в анодную цепь каждого каскада включается отдельный фильтр, состоящий из сопротивления $R_ф$ (порядка тысяч ом) и конденсатора $C_ф$ (порядка десятых микрофарад). Конденсатор $C_ф$ в последнем каскаде замыкает переменную составляющую анодного тока непосредственно на корпус, а сопротивление $R_ф$ препятствует прохождению этой составляющей тока через источник. Недостатком такого фильтра является то, что сопротивление $R_ф$ гасит на себе некоторую часть постоянного напряжения источника. В предыдущих каскадах ячейки фильтра $C_ф R_ф$ препятствуют воздействию переменного напряжения, созданного на источнике анодного питания, на цепи сеток ламп.

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов

$$K = K_1 K_2$$

Если, например, каждый из каскадов схемы (рис. 9-5) имеет коэффициент усиления 20, то весь усилитель будет иметь коэффициент усиления 400. При подаче на вход такого усилителя напряжения в 0,01 *в* можно получать на выходе 4 *в*.

С увеличением числа каскадов возрастает общее усиление, но одновременно увеличивается и неравномерность частотной характеристики. Если, например, для одного каскада на наиболее низкой частоте характеристика имела завал в 2 раза по сравнению со средней частотой, то при трех одинаковых каскадах завал увеличится до 8 раз. Значит, по мере увеличения числа каскадов требования к равномерности частотной характеристики каждого каскада возрастают, и может оказаться необходимым снизить усиление каждого из каскадов.

Усилитель, обладающий удовлетворительной частотной характеристикой, все-таки способен искажать сигнал в случае перегрузки, т. е. подачи на его вход чрезмерно большого по амплитуде напряжения сигнала. При перегрузке нарушается пропорциональность между выходным и входным напряжениями. Так, если бы в предыдущем

примере мы подали на вход не 0,01 *в*, а 1 *в*, то на выходе мы получили бы не 400 *в*, а меньше, так как при больших напряжениях (особенно в последнем каскаде) лампы работают уже не только в пределах прямолинейных участков своих анодных характеристик. При работе на прямолинейных участках характеристик крутизна S постоянна. Этого нет при чрезмерно большой амплитуде усиливаемого напряжения (рис. 9-6), когда при больших отрицательных мгновенных значениях напряжения сигнала рабочая точка заходит на криволинейный участок характеристики, вслед-

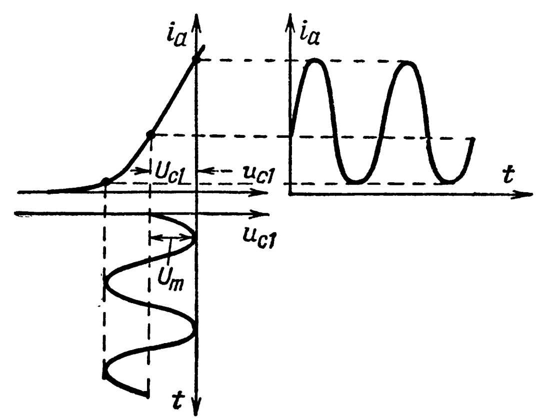


Рис. 9-6. Работа лампы с перегрузкой.

ствие чего кривая анодного тока искажается. В некоторых случаях возможно даже временное прекращение протекания анодного тока. Если бы амплитуды сигнала оказались еще больше, то при положительных сеточных напряжениях появлялись бы импульсы тока в цепи сетки; их появление снизило бы входное сопротивление каскада, в результате чего исказилась бы форма кривой сеточного напряжения, что могло бы также привести к искажению кривой анодного тока. Таким образом, при перегрузке вследствие ограничения амплитуды анодного тока нарушается пропорциональность между входным и выходным напряжениями. Поэтому при работе лампы с перегрузкой при синусоидальном сеточном напряжении форма анодного тока становится несинусоидальной. Всякое периодическое несинусоидальное колебание представляет собой сумму некоторого числа синусоидальных колебаний, у одного из которых частота совпадает с частотой несинусоидальных колеба-

ний, называемой основной, а у других частота в целое число раз превосходит эту частоту. Колебания с более высокими частотами называются высшими гармониками. Таким образом, искаженная кривая анодного тока содержит в своем составе колебания таких частот, которые отсутствуют в составе приходящего сигнала. Для пояснения этого на рис. 9-7 изображено колебание i_1 основной частоты сигнала и колебание i_2 удвоенной частоты с втрое меньшей амплитудой. Сложив эти два колебания по отдельным точкам (с учетом знаков), мы получим третий график i_1+i_2 с несимметричной искаженной формой кривой, имеющей сходство с формой переменного анодного тока на рис. 9-6.

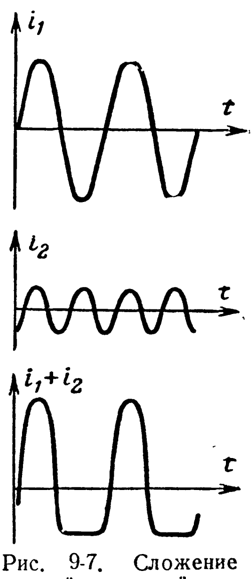


Рис. 9-7. Сложение первой и второй гармоник.

Появление высших гармоник приводит к искажению звука. Ввиду того, что эти искажения имеют причиной криволинейность характеристики лампы, они называются нелинейными. Практически нелинейные искажения неощутимы при воспроизведении звука в тех случаях, когда амплитуда наиболее сильной из высших гармоник не превосходит 7—10% от амплитуды основного колебания. Этим ограничивается допустимая амплитуда сеточного напряжения при усилении.

Соображения о допустимых величинах частотных и нелинейных искажений принимаются за основу при расчетах и конструировании усилителей низкой частоты.

Рассмотрим кратко импульсные усилители. В радиоприемных устройствах, предназначенных для приема сигналов телевизионных передач, а также радиолокационных и некоторых других видов сигналов, на вход усилителя поступают кратковременные импульсы напряжения одного знака. Будем называть их видеоимпульсами, так как они служат для получения изображения на экране электроннолучевой трубки.

Основным типом усилителя видеоимпульсов является также усилитель на сопротивлениях. Однако при выборе его режима и деталей схемы следует учитывать некоторые особенности его работы.

Для усиления импульсов, как и для усиления звуковых колебаний, целесообразна работа лампы без сеточных токов. Но рабочая точка для усиления импульсов значительной величины выбирается не в середине прямолинейного участка характеристики, а в его нижней или верхней части. Если на сетку действуют импульсы положительного знака (рис. 9-8,*а*), то рабочая точка выбирается в нижней части характеристики; при действии импульса анодный ток возрастает, а напряжение на аноде лампы падает. Если же на сетку воздействуют импульсы отрицательного знака (рис. 9-8,*б*), то рабочая точка выбирается в верхней части характеристики; при действии импульса анодный ток уменьшается, а напряжение на аноде лампы увеличивается.

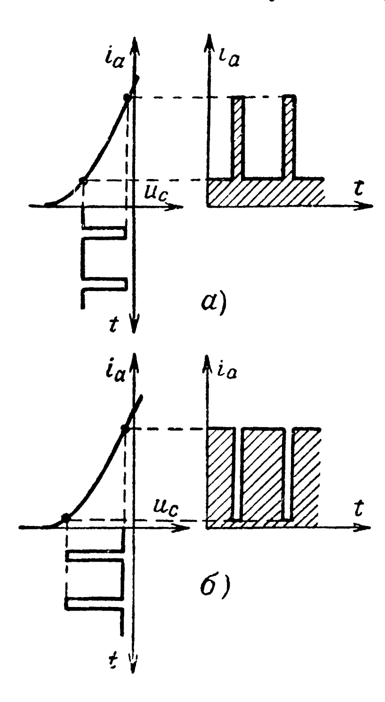


Рис. 9-8. Выбор рабочей точки при усилении импульсов.

Рассмотрим работу усилительного каскада, учтя наличие переходных элементов C_c и R_c и входной емкости $C_{вх}$ следующего каскада (рис. 9-2). Предположим, что на вход подан импульс отрицательного напряжения. Это вызовет скачкообразное уменьшение анодного тока и напряжения на сопротивлении R, а следовательно, повышение напряжения на аноде. В результате этого начинает дополнительно заряжаться разделительный конденсатор C_c, и ток его заряда, проходящий на схеме через сопротивление R_c сверху вниз, образует на сопротивлении R_c положительное напряжение, действующее на сетку следующей лампы. После окончания импульса анодный ток скачком увеличивается, а напряжение на аноде снижается до своих первоначальных значений. При этом конденсатор C_c перестает заряжаться через сопротивление R_c и напряжение на сопротивлении R_c снова становится равным нулю.

Подчеркнем, что каскад „опрокидывает" полярность импульса: отрицательному импульсу на входе соответствует положительный импульс на выходе, т. е. на сопротивлении R_c, и наоборот. Так протекает идеальный процесс усиления импульса—без его искажений. Это было бы возможно, если бы емкость $C_{вх}$ была равна нулю, а емкость C_c бесконечно велика. В реальном усилителе форма импульса искажается. Одной из причин искажения импульса является то, что напряжение на аноде не может увеличи-

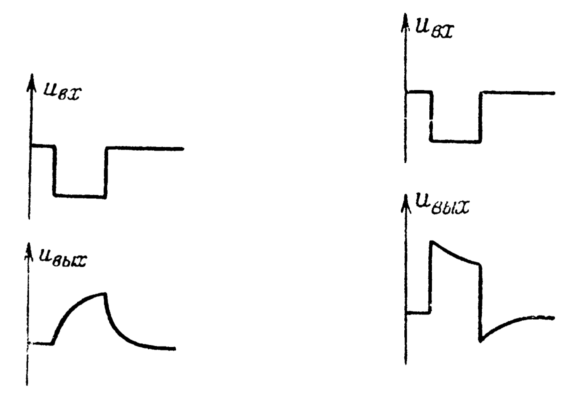


Рис. 9-9. Искажение импульсов из-за наличия емкости $C_{вх}$.

Рис. 9-10. Искажение импульсов из-за влияния емкости C_c.

ваться мгновенно, а нарастает постепенно по мере того, как заряжается емкость $C_{вх}$ через сопротивление R. Чем больше произведение $RC_{вх}$, тем медленнее происходит заряд и тем более пологим становится так называемый „передний фронт" импульса на выходе каскада (рис. 9-9). Точно так же напряжение на аноде не может мгновенно спадать, так как происходит разряд емкости $C_{вх}$ через сопротивление R; благодаря этому растягивается так называемый „задний фронт" импульса. Чем короче усиливаемый импульс, тем более опасен этот вид искажений. Так как емкость $C_{вх}$ определяется типом лампы, монтажом схемы и не может быть сведена к нулю, то приходится выбирать сопротивление R меньшей величины и тем самым снижать коэффициент усиления каскада (обычно коэффициент усиления не выше 10 на каскад). Коэффициент уси-

ления может быть увеличен выбором лампы с большой крутизной. В таких усилителях применяют пентоды с крутизной $S \geqslant 6$ *ма/в*. Так как при малых значениях $RC_{вх}$ частотная характеристика равномерна до весьма высоких частот, поэтому видеоусилители называются широкополосными.

Другой причиной искажения импульса является уменьшение тока, протекающего через сопротивление R_c, и напряжения на нем по мере увеличения заряда конденсатора C_c, в результате чего вершина импульса становится наклонной (рис. 9-10). Кроме того, после окончания импульса вследствие увеличения за время импульса напряжения на конденсаторе C_c он разряжается, и ток разряда, протекающий на схеме по сопротивлению R_c снизу вверх, создает на сопротивлении R_c выброс напряжения обратного знака. Для уменьшения такого рода искажений следует иметь большую величину произведения R_cC_c.

Вследствие малого коэффициента усиления каскада нередко видеоусилители состоят из значительного числа каскадов. Существует ряд более сложных схем, позволяющих получить несколько больший коэффициент усиления на каскад при допустимых величинах искажений (такие схемы будут рассмотрены в специальном курсе).

9-3. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

В качестве примера каскада усиления мощности рассмотрим выходной каскад радиовещательного приемника на лучевом тетроде (рис. 9-11). Сопротивление громкоговорителя составляет обычно несколько ом или несколько десятков ом. Для получения в таком сопротивлении мощности, необходимой для работы громкоговорителя (единицы, иногда десятки ватт), ток в нем должен достигать десятых долей ампера или даже нескольких ампер. При этом напряжение на громкоговорителе невелико и обычно составляет несколько вольт. Колебания анодного тока электронных ламп, используемых в выходных каскадах приемников, могут достигать лишь десятков миллиампер, но зато колебания анодного напряжения могут достигать десятков и даже сотен вольт. Чтобы увеличить ток и понизить напряжение, подводимое к громкоговорителю, используется понижающий трансформатор, т. е. трансформатор, имеющий в первичной обмотке большее число витков, чем во

вторичной. При этом, как указывалось выше, напряжение на зажимах громкоговорителя может быть даже меньше, чем на входе каскада, т. е. усилитель мощности не всегда усиливает напряжение.

Рассмотрим кратко основные соображения, определяющие выбор трансформатора. Эквивалентная схема для переменных составляющих анодного тока выходного каскада упрощенно представлена на рис. 9-12. Здесь R' — активное сопротивление громкоговорителя, пересчитанное в первичную цепь трансформатора.

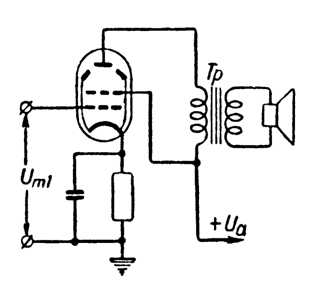


Рис. 9-11. Схема выходного каскада приемника.

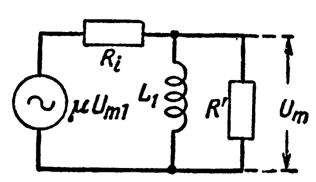


Рис. 9-12. Эквивалентная схема анодной цепи выходного каскада.

«Пересчитать» сопротивление R, включенное во вторичную обмотку трансформатора, в первичную цепь трансформатора,— значит найти сопротивление R', включение которого в первичную обмотку трансформатора эквивалентно включению сопротивления R в его вторичную цепь. Так как напряжения на первичной и вторичной обмотках U_1 и U_2 пропорциональны числам витков в обмотках, т. е. коэффициенту трансформации n:

$$\frac{U_1}{U_2}=\frac{w_1}{w_2}=n,$$

а токи в обмотках обратно пропорциональны числам витков

$$\frac{I_1}{I_2}=\frac{w_2}{w_1}=\frac{1}{n},$$

то

$$R'=\frac{U_1}{I_1}=\frac{U_2 n}{I_2/n}=\frac{U_2}{I_2}n^2=Rn^2.$$

Индуктивность L_1, включенная в схеме параллельно сопротивлению R', представляет собой индуктивность первичной обмотки трансформатора.

Наличие индуктивной ветви с сопротивлением $X_L = 2\pi f L_1$ делает усиление схемы зависящим от частоты, так как с понижением частоты увеличивается ток, ответвляющийся через индуктивность. Для того чтобы эта зависимость практически не сказывалась, достаточно выбрать такую величину индуктивности L_1, чтобы даже на самой низкой частоте ее сопротивление было значительно больше, чем пересчитанное нагрузочное сопротивление R':

$$2\pi f_{\text{н}} L_1 \gg R'.$$

При этом влиянием индуктивной ветви можно пренебречь и считать, что лампа работает только на сопротивление R'. Если известны величина $f_{\text{н}}$ (примерно 100 *гц*) и величина R', то можно определить необходимую индуктивность первичной обмотки L_1. Выбирая объем ферромагнитного сердечника и сечение провода обмотки так, чтобы потери на нагревание самого трансформатора не превосходили нескольких процентов от полезной мощности, можно рассчитать число первичных витков w_1, обеспечивающее найденную величину индуктивности L_1 (обычно несколько тысяч витков).

Далее, по выбранному приведенному сопротивлению нагрузки R' и по известному сопротивлению громкоговорителя R подсчитывается необходимый коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R'}{R}}.$$

Как уже сказано выше, обычно $R < R'$, т. е. трансформатор должен быть понижающим. Число витков вторичной обмотки находится из соотношения

$$w_2 = w_1 / n.$$

Для проведения этого расчета необходимо знать величину пересчитанного сопротивления R'. Для каждой лампы в нормальном режиме ее питания существует наивыгоднейшее значение нагрузочного сопротивления R', т. е. такое значение, которое обеспечивает получение максимальной мощности при допустимой величине нелинейных искажений.

Поясним это на примере пентода. На рис. 9-13 приведены идеализированные анодные характеристики выходного пентода, для которого рекомендуемое заводом напряжение источника питания анодной цепи составляет 300 *в*.

При выборе отрицательного напряжения смещения необходимо учитывать два обстоятельства.

Во-первых, во время отсутствия усиливаемых колебаний вся мощность питания $P_0 = U_а I_{а0}$ расходуется на нагрев анода. Для каждой лампы указывается предельно допустимая величина этой мощности. Допустим, что для нашей лампы эта величина составляет 6 *вт*. Тогда постоянный анодный ток не должен превышать

$$I_{а0макс} = \frac{P_0}{U_а} = \frac{6}{300} = 0{,}02 a \text{ (20 } ма).$$

Восстанавливая перпендикуляр из точки $U_а = 300$ *в* и отсекая на этом перпендикуляре отрезок высотой $I_{а0макс} = 20$ *ма*, находим рабочую точку *m*. Она расположена на характеристике, соответствующей $U_{c1} = -5$ *в*.

Во-вторых, при подаче переменного напряжения сигнала в цепи управляющей сетки не должен проходить ток, для чего сеточное напряжение должно всегда оставаться отрицательным. Следовательно, каскады предварительного усиления напряжения должны быть выбраны с таким усилением, чтобы при самом громком звуке амплитуда напряжения U_{m1} не превосходила напряжения смещения (в нашем примере 5 *в*). При максимальном мгновенном отрицательном значении сеточного напряжения оно достигнет $U_{с мин} = 2U_{c1}$ (в нашем примере—10 *в*).

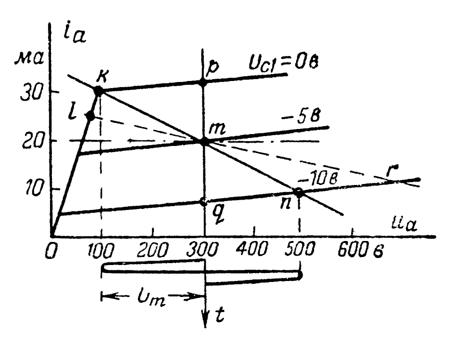


Рис. 9-13. Определение наивыгоднейшей величины сопротивления нагрузки пентода.

Линия, показывающая зависимость мгновенного значения анодного напряжения от мгновенного значения анодного тока при подаче усиливаемых колебаний, называется нагрузочной прямой каскада. Наклон этой прямой зависит от искомой величины нагрузочного сопротивления R'. Если $R' = 0$ (анодная цепь в режиме короткого замыкания), то при подаче усиливаемых колебаний и при вызванных ими изменениях анодного тока анодное напряжение остается неизменным и равным 300 *в*. На-

грузочная прямая для этого случая представляет собой вертикальную прямую pmq и, как видно из рисунка, амплитуда переменного анодного тока составит при этом около 12 *ма*. Однако благодаря отсутствию переменного напряжения ($U_m = 0$) полезная мощность равна нулю.

Если сопротивление переменному току R' увеличивать, то нагрузочная прямая займет наклонное положение. Действительно, при колебаниях анодного тока происходит падение напряжения на сопротивлении R', а потому напряжение на аноде лампы также колеблется. При наивыгоднейшей величине сопротивления R' нагрузочная прямая займет положение kmn (рис. 9-13), при котором на сопротивлении R' падает значительное переменное напряжение U_m. Полезная мощность, отдаваемая через трансформатор громкоговорителю (пренебрегая малыми потерями в самом трансформаторе):

$$P = \frac{U_m I_m}{2},$$

где I_m — амплитуда переменной составляющей анодного тока. В нашем примере (рис. 9-13) $I_m \approx 10$ *ма*, $U_m \approx 200$ *в*, $P \approx \frac{10 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^2}{2} = 1$ *вт*.

При рассмотренном положении нагрузочной прямой отрезки km и mn равны, и поэтому анодный ток изменяется вверх и вниз на одинаковую величину, и лампа не создает нелинейных искажений.

Если еще увеличить сопротивление R', то нагрузочная прямая займет положение lmr. Колебания анодного тока в этом случае уменьшатся и окажутся несимметричными, т. е. будут создаваться нелинейные искажения, а полезная мощность уменьшится.

Обычно наивыгоднейшая величина нагрузочного сопротивления лежит в пределах тысяч или нескольких десятков тысяч ом. Она обычно указывается в справочниках. В случае необходимости ее определяют графически с помощью рассмотренного выше метода. В нашем примере наивыгоднейшая величина $R' = U_m / I_m = 200/10 \cdot 10^{-3} = 20\,000$ *ом*.

Рассмотренный режим усиления, при котором анодный ток непрерывно протекает через лампу, называется режимом класса А. Основной его недостаток заключается в низком к. п. д., иначе говоря, в получении сравнительно малой полезной мощности при относительно большой вели-

чине мощности, расходуемой источником питания анодной цепи. В нашем примере к. п. д.

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{6} \approx 0{,}166 \text{ (около } 17\%).$$

С более высоким к. п. д. могут работать лампы в двухтактных каскадах. В таком каскаде две лампы работают на общую нагрузку поочередно — первый полупериод анодный ток проходит в одной лампе, а второй полупериод — в другой. Этот режим называется режимом класса В. Однако в обычных радиовещательных приемниках двухтактные схемы применяются редко.

9-4. РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Слабые сигналы, поступающие на вход приемника от антенны, необходимо усиливать по напряжению в десятки и сотни тысяч раз. Кроме того, при усилении этих сигналов необходимо выделить из всех колебаний, наведенных в антенне, колебания той станции, на которую настроен приемник. Поэтому резонансный усилитель выполняет сразу две задачи: во-первых, он усиливает напряжение сигнала, на частоту которого он настроен, и, во-вторых, он отфильтровывает, подавляет сигналы мешающих радиостанций. Короче говоря, резонансный усилитель обеспечивает усиление и избирательность (селективность) по отношению к принимаемому сигналу. В резонансных усилителях, как указывалось выше, в качестве нагрузки лампы служит колебательный контур, настроенный на частоту сигнала.

При настройке усилителя на ту или другую волну, т. е. при переходе с приема одной станции на прием другой, контур должен перестраиваться; иначе говоря, колебательный контур такого усилителя должен быть диапазонным, допускающим перестройку. В радиовещательных приемниках контур настраивается конденсатором переменной емкости. В некоторых приемниках перестройка может осуществляться изменением индуктивности или одновременным изменением индуктивности и емкости.

Резонансные усилители в обычных радиовещательных приемниках работают на пентодах, так как последние имеют большой коэффициент усиления и малую емкость анод — сетка (см. гл. 8).

В простейшей схеме резонансного усилительного каскада (рис. 9-14) напряжение смещения подается в цепь уп-

равляющей сетки лампы с сопротивления $R_к$ (порядка сотен ом) и емкости $C_к$ (около 0,1 *мкф*). В резонансных усилителях обеспечить работу лампы на линейном участке характеристики и без токов в цепи управляющей сетки проще, чем в усилителях низкой частоты, вследствие малой величины усиливаемых колебаний. Питание экранирующей сетки осуществляется через сопротивление $R_{с2}$ (порядка сотен килоом); для сглаживания напряжения служит конденсатор $C_{с2}$ (примерно 0,01—0,1 *мкф*).

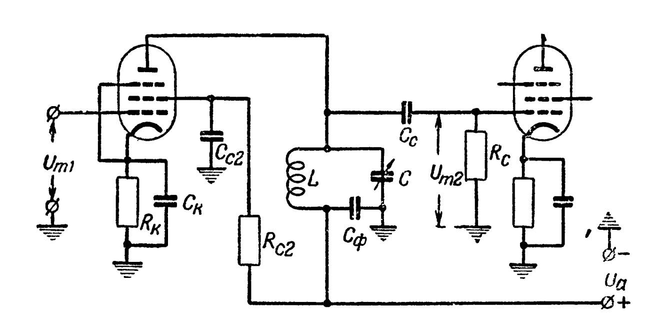


Рис. 9-14. Каскад резонансного усилителя.

В анодную цепь лампы непосредственно включен параллельный контур. Напряжение, возникающее на контуре при усилении колебаний, подается через разделительный конденсатор $C_с$ (порядка сотен пикофарад) в цепь управляющей сетки следующей лампы. Чтобы устранить влияние емкости между рукой оператора и конденсатором на частоту контура, ротор конденсатора C должен быть присоединен к корпусу (шасси) приемника. Это возможно лишь при включении в контур емкости $C_ф$ (порядка десятков тысяч пикофарад), защищающей источник питания от замыкания на корпус. Так как $C_ф \gg C$, то включение $C_ф$ практически не влияет на резонансную частоту контура.

Предположим, что контур настроен на частоту принимаемого сигнала

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}.$$

Тогда для переменной составляющей анодного тока, воз-

никающей при действии напряжения сигнала U_{m1}, параллельный контур представляет собой сопротивление

$$R_э = \frac{L}{Cr},$$

где r — сопротивление потерь в контуре. Значит, коэффициент усиления каскада резонансного усилителя можно выразить аналогично коэффициенту усиления усилителя на сопротивлениях:

$$K_{рез} = \mu \frac{R_э}{R_i + R_э} \approx SR_э.$$

Для получения большого коэффициента усиления требуются контур с большим сопротивлением $R_э$ и пентод с большой крутизной. Так, при сопротивлении контура $R_э = 20$ *ком* и крутизне пентода $S = 2$ *ма/в* коэффициент усиления будет 40.

Избирательные свойства каскада определяются тем, что для частот, отличающихся от резонансной, сопротивление контура падает тем резче, чем выше его добротность. Следовательно, частотная характеристика каскада (рис. 9-15), т. е. зависимость коэффициента усиления от частоты имеет вид резонансной характеристики контура, но несколько более тупой, за счет наличия дополнительных потерь в сопротивлении $R_с$, в лампе и в других элементах схемы, шунтирующих контур. При построении частотной характеристики каскада по горизонтальной оси удобно откладывать не абсолютные значения частоты, а разницу между этой частотой и резонансной частотой контура (абсолютную расстройку $\Delta f = f - f_0$), а по вертикальной оси — отношение усиления при расстройке к усилению при резонансе ($K/K_{рез}$).

Из рис. 9-15 видно, что практически одинаково усиливаются колебания с резонансной частотой и колебания с частотами, несколько меньшими и несколько бо́льшими резонансной. Поэтому говорят, что резонансный усилитель имеет некоторую полосу пропускания. Для расчетов удобно границами полосы пропускания считать частоты, при которых $K/K_{рез} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,7$ (рис. 9-15). В этом случае ширина полосы пропускания (см. гл. 2)

$$2\Delta f_{макс} = \frac{f_0}{Q},$$

где f_0 — резонансная частота контура;

Q — добротность контура усилительного каскада с учетом дополнительных потерь в схеме.

Если, например, $Q=80$, то на частоте $f_0=80$ *кгц* (т. е. при $\lambda=3\,750$ *м*) полоса $2\Delta f_{\text{макс}}=1\,000$ *гц*; на частоте $f_0=800$ *кгц* (т. е. при $\lambda=375$ *м*) $2\Delta f_{\text{макс}}=10\,000$ *гц*; на частоте $f_0=8$ *Мгц* (т. е. при $\lambda=37{,}5$ *м*) $2\Delta f_{\text{макс}}=$ $=100\,000$ *гц*.

В составе колебаний, излучаемых передатчиком, наряду с основной частотой f_0 имеются составляющие дополнительных (боковых) частот (см. гл. 10), которые для правильного воспроизведения передачи необходимо равномер-

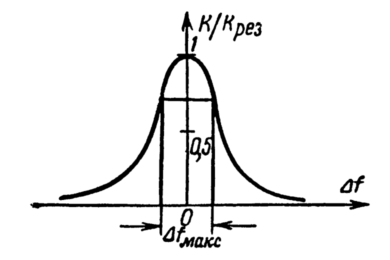


Рис. 9-15. Частотная характеристика каскада резонансного усилителя.

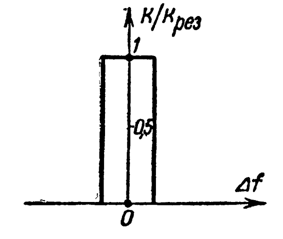


Рис. 9-16. Идеальная форма резонансной характеристики.

но усилить. Для этого полоса пропускания усилителя должна охватывать все эти частоты. Например, для приема сигналов радиовещательных станций, работающих с амплитудной модуляцией (на средних и коротких волнах), достаточно иметь полосу пропускания $2\Delta f_{\text{макс}}=8$—10 *кгц*. Значит, в рассмотренном примере полоса пропускания $2\Delta f_{\text{макс}}$ при $\lambda=3\,750$ *м* недостаточна для такого приема, полоса при $\lambda=375$ *м* удовлетворительна, а при $\lambda=$ $=37{,}5$ *м* слишком широка. Так как сделать добротность Q очень большой величины невозможно (замкнутый контур в составе усилителя практически не удается выполнить с добротностью выше 100—120), то целесообразно использовать супергетеродинный прием, т. е. прием с преобразованием несущей частоты любого сигнала в несущую промежуточную частоту, которая позволяет обеспечить требуемую ширину полосы пропускания при нормальной добротности контуров усилителей.

Наилучшей формой частотной характеристики была бы прямоугольная форма (рис. 9-16), которая соответствует одинаковому усилению колебаний всех частот в полосе пропускания и полному подавлению всех колебаний, частоты которых лежат вне этой полосы. В действительности такую форму частотной характеристики получить невозможно. Из формы частотной характеристики каскада резонансного усилителя видно, что в пределах полосы пропускания усиление неравномерно, а за ее пределами уменьшается плавно, вследствие чего остается возможность усиления помех со стороны радиостанций, работающих на соседних частотах.

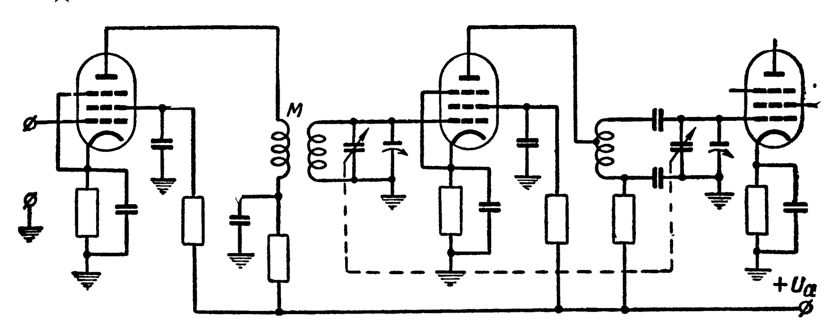


Рис. 9-17. Схема двухкаскадного резонансного усилителя.

Одним из способов улучшения избирательности приемника является использование многокаскадного резонансного усилителя (рис. 9-17). Оба каскада усилителя настраиваются общей ручкой (что на схемах обозначается пунктирной линией, проведенной между стрелками обозначений конденсаторов), причем для подгонки настройки контуров в них включены подстроечные конденсаторы. Обычно каскады имеют ослабленную связь анодной цепи с резонансным контуром (индуктивная связь в первом каскаде и автотрансформаторная — во втором). Этим достигается ослабление влияния потерь в лампах на добротность контуров, уменьшаются паразитные связи и вместе с тем снижается усиление, если оно слишком велико при непосредственном включении контуров. Общая частотная характеристика многокаскадного усилителя, определяемая как произведение характеристик отдельных каскадов, имеет более крутые скаты за пределами полосы пропускания, т. е. дает лучшую избирательность в сравнении с одним каскадом.

Дальнейшим шагом повышения избирательности являются полосовые усилители, которые применяются главным образом для усиления колебаний промежуточной частоты в супергетеродинных приемниках.

9-5. ПОЛОСОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В отличие от резонансного полосовой усилитель не является, как правило, диапазонным: его колебательные системы настроены на одну частоту — на промежуточную частоту супергетеродинного приемника. В одном каскаде полосовой усилитель содержит два, а иногда три колебательных контура.

Несколько контуров, настроенных на одну частоту и связанных между собой, являются полосовым фильтром.

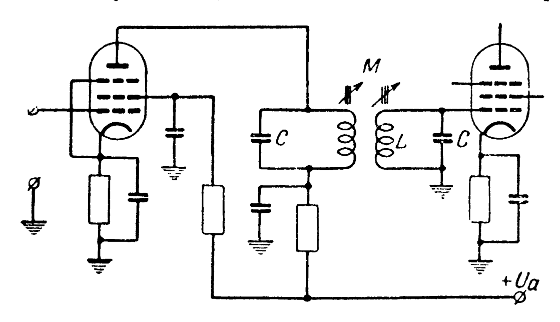


Рис. 9-18. Схема каскада полосового усилителя.

Этим названием подчеркиваются повышенная равномерность частотной характеристики такой системы в границах полосы пропускания и сравнительно крутые спады вне этой полосы. Фильтр подобного типа представляет собой нагрузку анодной цепи лампы полосового усилительного каскада.

В схеме усилительного каскада с двухконтурным полосовым фильтром (рис. 9-18) первый контур фильтра включен непосредственно в анодную цепь, а второй связан с ним индуктивно и подключен ко входу следующего каскада. Конструктивно катушки L фильтра имеют малые размеры и снабжаются сердечниками, спрессованными из ферромагнитного порошка. Перемещением сердечников в катушках может быть уточнена настройка контуров.

Усиление каскада полосового усилителя зависит не только от параметров лампы и добротности каждого кон-

тура, но и от степени связи между контурами. При критической связи, т. е. при такой связи, когда активное сопротивление, вносимое из второго контура в первый, равно собственному его активному сопротивлению, коэффициент усиления каскада на резонансной частоте

$$K_{\text{рез}} = \frac{SR_э}{2},$$

т. е. вдвое меньше, чем для каскада резонансного усилителя с одним таким же колебательным контуром. Однако форма частотной характеристики полосового усилителя ближе к прямоугольной.

Еще совершеннее форма частотной характеристики, если связь между контурами фильтра выбрана несколько выше критической. В этом случае частотная характеристика имеет «двугорбую» вершину (рис. 9-19) и резко спа-

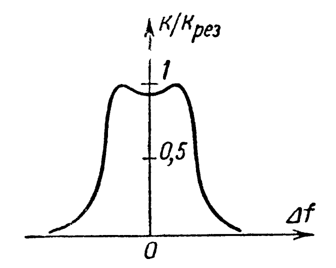


Рис. 9-19. Частотная характеристика каскада полосового усилителя.

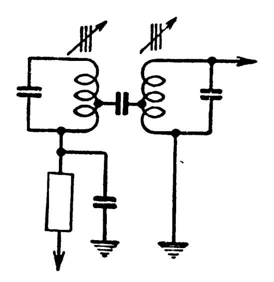


Рис. 9-20. Полосовой фильтр с емкостной связью.

дающие боковые стороны. Регулируя степень связи, можно изменять расстояние между «горбами» характеристики, т. е. выбирать в известных пределах ширину полосы пропускания. Предыдущая формула, выражающая коэффициент усиления каскада, будет относиться в этом случае к значениям частот, соответствующим обоим максимумам двугорбой характеристики.

В современных конструкциях полосовых фильтров часто применяются катушки с замкнутыми ферромагнитными сердечниками. При этом осуществление индуктивной связи катушек затруднительно, и более удобной оказывается емкостная связь (рис. 9-20). Известный интерес представляют также полосовые фильтры электромеханического типа, в которых вместо резонансных контуров применены стержни или пластины из сплавов, обладающих магнито-

стрикционными свойствами, т. е. способностью к механическим колебаниям при воздействии переменного магнитного поля, создаваемого сигналом.

Первый из этих стержней служит сердечником анодной катушки, преобразуя энергию электрического сигнала в энергию механических колебаний. Второй стержень, связанный с первым механически, входит как сердечник в катушку следующего каскада, где энергия механических колебаний вновь преобразуется в электрическую.

В современном приемнике усиление и избирательность в основном обеспечиваются каскадами полосового усилителя.

9-6. УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Как уже указывалось в гл. 8, полупроводниковый триод отличается от усилительной лампы. Наиболее существенным отличием является разница в величине входных сопротивлений: если лампа в каскадах указанных выше типов имеет входное сопротивление порядка миллионов ом, то входное сопротивление полупроводникового триода со-

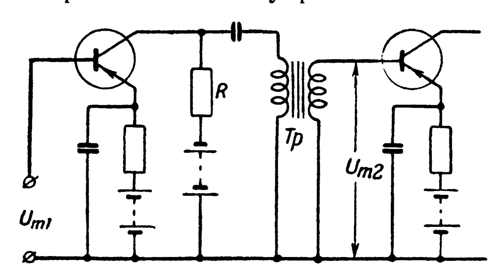


Рис. 9-21. Схема каскада усилителя низкой частоты на полупроводниковых триодах.

ставляет только сотни ом. Поэтому при разработке усилителей на полупроводниковых триодах возникает необходимость согласования выхода предыдущего каскада с нагрузкой, т. е. со входом последующего каскада (принцип согласования был изложен выше для выходного каскада, работающего на громкоговоритель).

Для усилителей звуковых частот эта задача может решаться, например, применением межкаскадного согласующего трансформатора с понижающей вторичной обмоткой (рис. 9-21). Общая точка схемы (точка заземления) соединена с эмиттерами, и поэтому схема называется «схемой

с общим эмиттером». Питание цепи коллектора осуществляется через сопротивление R, параллельно которому через разделительный конденсатор включена первичная обмотка трансформатора. Значит, нагрузка цепи коллектора определяется величиной входного сопротивления следующего каскада, пересчитанной в первичную цепь

$$R'_{вх} = R_{вх} n^2.$$

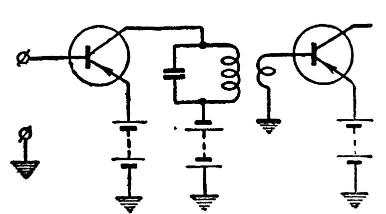


Рис. 9-22. Схема каскада резонансного усилителя на полупроводниковом триоде.

Полярность включения батарей зависит от выбранного типа триода; на рисунке показано включение для типа *p-n-p*. Сопротивления в цепях эмиттеров включены для стабилизации режима питания каскадов.

В резонансном усилителе на полупроводниковом приборе согласование достигается, например, при помощи катушки из небольшого числа витков, связываемой с резонансным контуром (рис. 9-22). По такой схеме выполняются нередко каскады для усиления промежуточной частоты в малогабаритных радиовещательных приемниках на полупроводниковых приборах.

ВОПРОСЫ

1. Что такое усилитель?
2. Как определяются коэффициенты усиления по напряжению и по мощности?
3. По каким признакам классифицируются усилительные каскады?
4. Нарисуйте схему усилительного каскада на сопротивлениях и укажите порядок величин применяемых в нем деталей.
5. Чем объясняется неравномерность частотной характеристики усилительного каскада на сопротивлениях?
6. Для чего включаются фильтры в цепи питания многокаскадного усилителя?
7. Что такое нелинейные искажения?
8. Чем вызываются искажения импульсов при усилении?
9. Какое назначение имеет трансформатор в выходном усилительном каскаде?
10. Как определить необходимый коэффициент трансформации выходного трансформатора?
11. Что такое нагрузочная прямая и чем определяется ее наклон?
12. Как вычисляется полезная мощность выходного каскада?
13. Каким путем достигается избирательность в каскаде усиления высокочастотных колебаний?

14. Что такое полоса пропускания резонансного усилителя и чем определяется ее необходимое значение?

15. Каковы свойства полосового усилителя?

ЗАДАЧИ

1. Сигнал создает на входе усилителя напряжение с амплитудой 0,1 *в*, при этом выходное напряжение имеет амплитуду 10 *в*. Подсчитать усиление напряжения и мощности, если входное сопротивление усилителя составляет 10^4 *ом*, а нагрузочное сопротивление 2 500 *ом*.

2. Во сколько раз усилит напряжение трехкаскадный усилитель с одинаковыми каскадами, если каждый каскад усиливает в 6 раз?

3. Сопротивление катушки громкоговорителя составляет 10 *ом*, а наивыгоднейшее нагрузочное сопротивление для лампы выходного каскада равно 2 440 *ом*. Подсчитать коэффициент трансформации выходного трансформатора.

4. В резонансном усилительном каскаде пентод имеет крутизну 4 *ма/в*, а контур, настроенный на частоту 5 *Мгц*, имеет емкость 200 *пф* и эквивалентную добротность 75. Определить коэффициент усиления и полосу пропускания этого каскада. При решении учесть, что $R_э = \frac{1}{\omega_0 C} Q_э$.

Глава десятая

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

10-1. СИНУСОИДАЛЬНЫЕ И НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ И НАПРЯЖЕНИЯ

В радиотехнике наряду с синусоидальными широко используются токи и напряжения, имеющие периодический характер, но изменяющиеся во времени по несинусоидальному закону (рис. 10-1).

Если включить в цепь источника, генерирующего с периодом T импульсы напряжения произвольной формы, перестраивающийся колебательный контур с измерительным прибором (рис. 10-2), то ток в нем будет появляться только когда его резонансная частота будет равна $f = \frac{1}{T}$, $\frac{2}{T}$, $\frac{3}{T}$ ... и т. д. Амплитуда тока в контуре на каждой из данных частот получается различной. Исследование тока, возникающего в контуре, показывает, что он имеет синусоидальную форму. Этот опыт может быть развит, если в цепь включить последовательно n контуров, настроенных на указанную выше последовательность частот. Соотношение токов в контурах получится таким же, как при перестройке одного контура.

Следовательно, периодическая последовательность импульсов тока представляет собой бесконечную сумму непрерывных синусоидальных или, как их называют, «гармонических» токов. При протекании импульсов тока одного направления и импульсов токов противоположных направлений с различной амплитудой в цепи можно также обнаружить еще одну составляющую — постоянный ток, по величине равный среднему значению тока за период.

Гармоническая составляющая тока, имеющая наиболее низкую частоту $f = \frac{1}{T}$, равную частоте следования импульсов, называется первой (основной) гармонической составляющей; остальные — высшими гармоническими составляющими или просто — «гармониками» несинусоидального тока. Их частоты в целое число раз больше частоты первой гармоники. Такие гармоники обозначаются номерами, показывающими, во сколько раз их частота больше частоты первой гармоники.

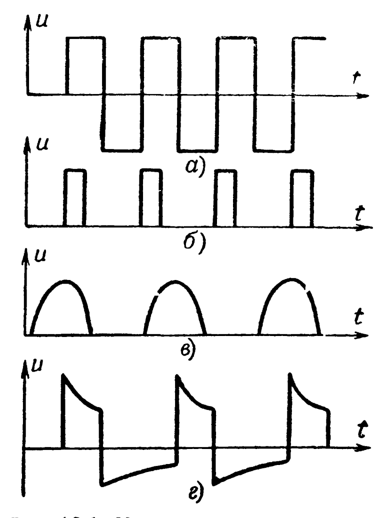


Рис. 10-1. Несинусоидальные периодические напряжения.

Амплитуды более высоких гармоник, как правило, меньше амплитуд низших гармоник.

Все импульсы, изображенные на рис. 10-1,*а*, *б*, *в* можно разделить вертикальной линией на две половины, являющиеся как бы зеркальными изображениями друг друга. Такие импульсы называются симметричными в отличие от импульсов несимметричных, для которых этого сделать нельзя (например, импульсы рис. 10-1,*г*).

Если имеется прибор, с помощью которого можно определить фазу токов в контуре, то нетрудно установить, что симметричные импульсы состоят из гармоник, имеющих начальный сдвиг фаз друг относительно друга, нуль или 180°, а гармоники несимметричных импульсов имеют различные начальные фазы.

Таким образом, периодические импульсы тока состоят из постоянного тока I_0, равного среднему значению тока за период, переменного тока I_1 с основной частотой и бесконечной суммы высших гармоник

$$\left.\begin{aligned} i = I_0 + I_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + I_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) + \ldots + \\ + I_n \cos(n\omega t + \varphi_n) + \ldots \end{aligned}\right\} \quad (10\text{-}1)$$

Следовательно, периодические несинусоидальные токи содержат бесконечно широкий спектр синусоидальных токов с частотами, отличающимися друг от друга на величину частоты следования импульсов f.

Так как амплитуды гармоник уменьшаются по мере увеличения их номера, то гармоники выше определенного номера можно не учитывать. Поэтому можно говорить

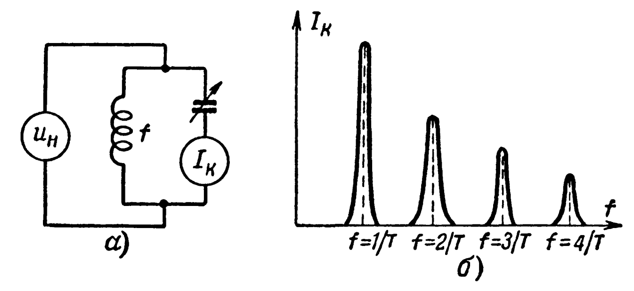


Рис. 10-2. Перестраивающийся контур в цепи источника несинусоидального тока.

а — схема включения; *б* — зависимость тока в контуре от его настройки.

о некотором практически конечном спектре частот данного несинусоидального тока, границы которого определяются характером убывания амплитуд высших гармоник и зависят от формы импульсов несинусоидального тока. Чем больше форма импульсов содержит резких переходов и чем меньше длительность импульсов, тем медленнее убывают амплитуды высших гармоник и тем большее количество их необходимо учитывать.

Например, из рис. 10-3 видно, что при синусоидальной форме импульсов можно ограничиться тремя первыми составляющими (постоянной составляющей, первой и второй гармоникой), так как в результате их сложения получается кривая, достаточно точно воспроизводящая форму синусоидального импульса (рис. 10-3,*а*), а для воспроизведения сигнала прямоугольной формы с той же степенью

точности необходимо взять во много раз большее количество гармоник, так как при сложении трех первых гармоник прямоугольного импульса (рис. 10-3,*б*) полученные импульсы сильно отличаются от прямоугольных.

Спектр симметричных относительно оси абсцисс и оси ординат прямоугольных колебаний не содержит постоян-

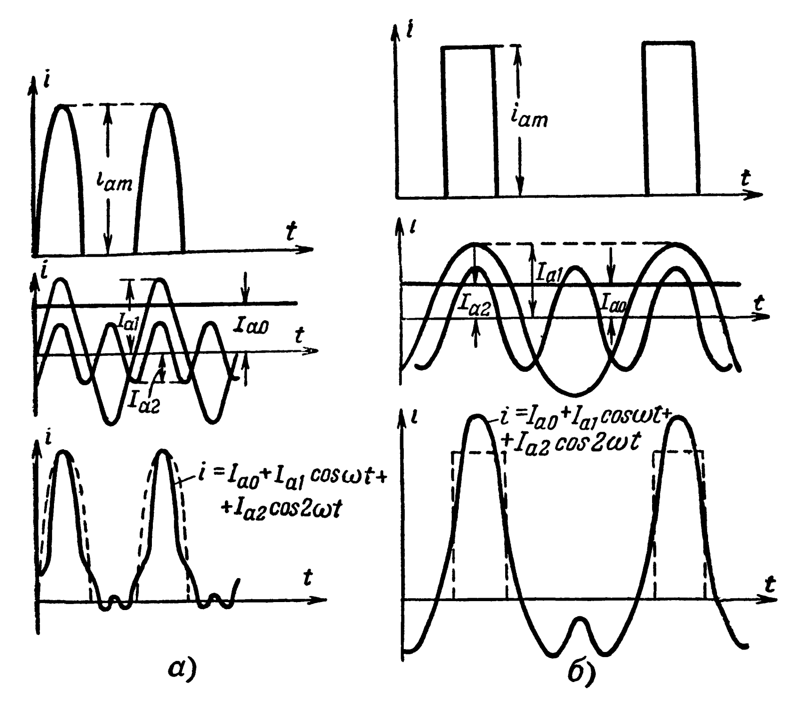


Рис. 10-3. Синусоидальный и прямоугольный импульсы и их первые три составляющие.

ной составляющей и четных гармоник. Спектр несимметричных пилообразных колебаний содержит все гармонические составляющие.

В том случае, когда период несинусоидальных сигналов возрастает, разница частот между гармониками уменьшается. На самом деле, разница частот между n-й и $n+1$-й гармониками равна:

$$(n+1)\,\omega - n\omega = \omega = \frac{2\pi}{T}. \qquad (10\text{-}2)$$

Любой одиночный сигнал можно рассматривать как периодический, у которого период стремится к бесконечности, а разница соседних частот гармоник, входящих в его спектр, стремится к нулю.

Следовательно, одиночный сигнал имеет непрерывный бесконечный спектр частот. Изменение амплитуд входящих в него колебаний изображается при помощи спектральной характеристики сигнала (рис. 10-4). Непрерывным спектром одиночного сигнала объясняется то, что при грозовом разряде треск слышен в приемниках, настроенных на самые различные частоты. Однако вследствие убывания амплитуд с увеличением частоты помехи, создаваемые грозовыми разрядами на более высоких частотах, воздействуют на приемник в меньшей степени, чем на более низких. Поэтому в диапазоне *УКВ* атмосферные помехи не имеют существенного значения.

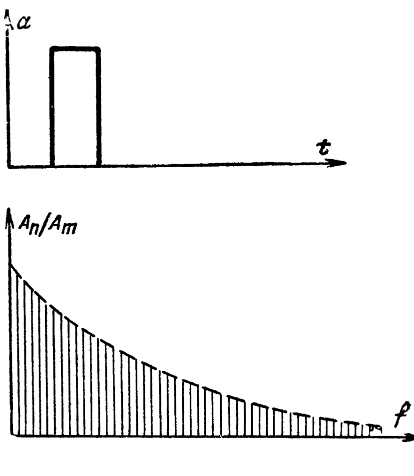


Рис. 10-4. Спектральная характеристика одиночного импульса.

Спектральный (или гармонический) анализ несинусоидальных токов имеет большое значение. Он помогает определить полосу пропускания приемника или усилителя, необходимую для воспроизведения несинусоидального сигнала и т. д.

Гармонический анализ позволяет представить самые различные токи в виде суммы синусоидальных токов, свойства которых нами хорошо изучены. Это дает возможность сравнительно просто решать задачи о прохождении несинусоидальных токов через различные цепи.

Гармонический анализ открывает также возможности создания генераторов синусоидальных токов путем выделения гармонических составляющих из периодической последовательности несинусоидальных импульсов. Оказывается, что такой метод позволяет получить их с наиболее высоким к. п. д.

10-2. ОДНОКОНТУРНЫЕ ЛАМПОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

При разряде конденсатора в колебательном контуре (гл. 2) в нем возникают синусоидальные колебания тока и напряжения. Вследствие наличия потерь в контуре амплитуда колебаний постепенно уменьшается, т. е. колебания затухают. Чтобы колебания не затухали, необходимо пополнять запас энергии в контуре, например подключать каждый период в определенный момент времени к конденсатору источник постоянного напряжения с помощью переключателя K (рис. 10-5). Если подключить источник по-

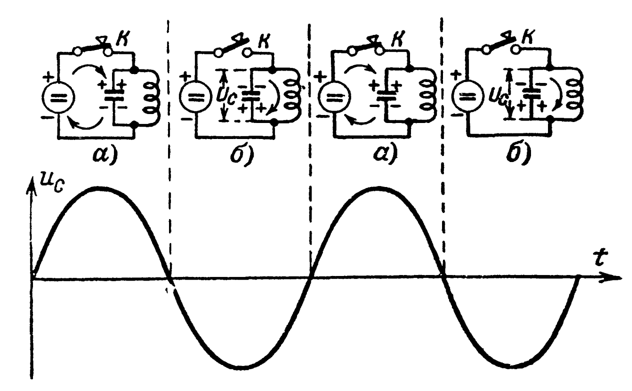


Рис. 10-5. Принцип действия генератора синусоидальных колебаний.

стоянного напряжения, от которого был заряжен конденсатор, к контуру в ту часть периода, когда напряжение на конденсаторе имеет тот же знак, что и напряжение источника, то ток от источника подзарядит конденсатор и увеличит его энергию (рис. 10-5,*а*). При подключении источника в другую часть периода (рис. 10-5,*б*) ток от источника будет разряжать конденсатор и уменьшать его энергию.

Следовательно, пополнение энергии в контуре за счет источника постоянного тока происходит только тогда, когда приходящие электрические заряды встречают противодействие, т. е. двигаются в тормозящем электрическом поле, создаваемом колебательным контуром. В противном случае контур отдает свою энергию источнику. Это является общим физическим законом, на использовании которого основаны все многообразные типы генераторов незатухающих колебаний, встречающихся на практике.

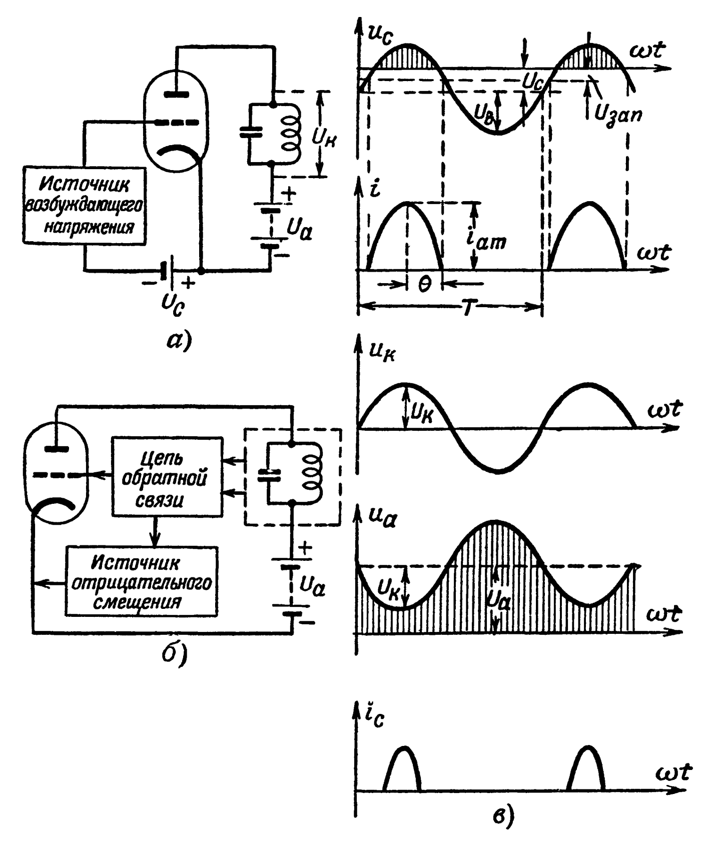


Рис. 10-6. Генераторы синусоидальных колебаний с электронной лампой.

а — генератор с внешним возбуждением; *б* — генератор с самовозбуждением; *в* — графики процессов, происходящих в ламповом генераторе.

Таким образом, для создания генератора незатухающих колебаний нужно иметь колебательный контур, источник постоянного тока и переключатель, который бы действовал с частотой, равной собственной частоте колебаний в контуре, подключая источник к контуру в те моменты времени, когда колебания в контуре имеют определенную фазу. Поскольку колебания в интересующем нас диапазоне частот происходят очень быстро, то переключатель должен быть практически безынерционным. В качестве такого переключателя можно использовать, например, триод.

Для того чтобы триод подключал источник к контуру в такт с колебаниями, его запирают, подавая в цепь сетки некоторое постоянное отрицательное напряжение смещения, и отпирают, подавая в ту же цепь переменное напряжение, которое в нужные моменты времени имеет достаточно большую положительную величину. В качестве источника этого переменного напряжения используют либо специальный источник так называемого возбуждающего напряжения (рис. 10-6,*а*), либо специальную цепь, передающую часть напряжения с контура в цепь сетки (рис. 10-6,*б*). Такая цепь называется цепью обратной связи. В первом случае мы получаем генератор с внешним или независимым возбуждением, а во втором — генератор с самовозбуждением.

При положительном полупериоде возбуждающего напряжения оно уменьшает отрицательное сеточное напряжение, и в некоторый момент времени, когда последнее становится меньше напряжения запирания, лампа открывается и начинается пополнение энергии контура (рис. 10-6,*в*). Напряжение, подаваемое в цепь сетки цепью обратной связи, изменяется синусоидально с той же частотой, что и напряжение на контуре. Поэтому анодный ток лампы в ту часть периода, когда лампа отперта, изменяется по синусоидальному закону, и анодный ток представляет собой периодическую последовательность синусоидальных импульсов.

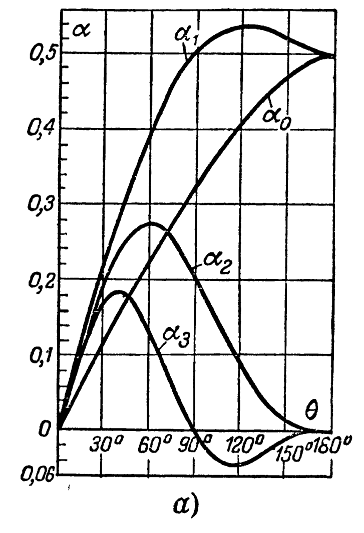
Половина части периода переменного напряжения, в течение которой лампа открыта, выраженная в угловых единицах (весь период соответствует 360°), называется углом отсечки импульсов анодного тока Θ.

Величина постоянной составляющей и амплитуды переменных составляющих синусоидальных импульсов зависят от максимального значения тока в импульсе i_{am} и угла отсечки Θ.

На рис. 10-7,*а* приведены кривые, показывающие зависимость отношения этих составляющих к максимальному значению тока i_{am} от угла отсечки Θ. Величины этих отношений принято обозначать α и называть коэффициентами разложения.

Проходя через лампу, электроны взаимодействуют с двумя полями — постоянным ускоряющим полем источника и накладывающимся на него переменным полем контура. Результатом взаимодействия электронов с полем источника является расход его энергии. При взаимодействии

с переменным полем контура электроны, пролетающие в лампе в ту часть периода, когда на конце контура, соединенном с анодом, существует отрицательный потенциал относительно второго конца, соединенного с катодом, отдают ему часть своей энергии. Во вторую половину периода они, наоборот, забирают ее у контура. Для преобразования энергии источника в энергию электрических колебаний в контуре, необходимо, чтобы в положительную



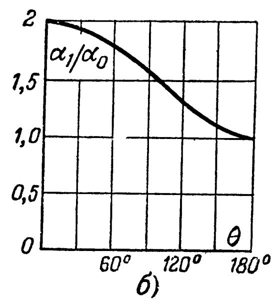


Рис. 10-7. Зависимость коэффициентов разложения (*а*) и отношения коэффициентов разложения первой гармоники и постоянной составляющей косинусоидальных импульсов (*б*) от угла отсечки.

половину периода напряжения на контуре через лампу протекал меньший ток, чем в отрицательную. Это достигается периодическим запиранием лампы.

Выясним, какое влияние на энергетические соотношения в генераторе оказывает угол отсечки импульсов анодного тока.

Мощность P_0, подводимая от источника питания, расходуется на поддержание колебаний в контуре и на разогрев анода лампы электронами, ударяющимися о него.

$$P_0 = P + P_a. \qquad (10\text{-}3)$$

Чем больше напряжение на конденсаторе контура во время его подзаряда, т. е. во время протекания тока через лампу, тем больше доля энергии, отдаваемая источником на пополнение энергии контура, тем меньше напряжение на аноде лампы и меньше скорость электронов, падающих

на анод, т. е. тем меньше доля энергии, расходуемая на нагрев анода.

Поэтому наиболее эффективное преобразование энергии источника в энергию колебаний контура происходит, когда основная масса электронов проходит через лампу в часть периода, соответствующую минимальному положительному анодному напряжению (рис. 10-6,*в*). Следовательно, чем меньше угол отсечки, т. е. чем уже импульс, тем бо́льшая доля энергии расходуется на поддержание колебаний в контуре и тем выше к. п. д. генератора.

Это можно показать также математически. Мощность, затрачиваемая источником питания анодной цепи:

$$P_0 = I_0 U_a, \tag{10-4}$$

где U_a — напряжение источника;

I_0 — постоянная составляющая анодного тока

Мощность, расходуемая на поддержание колебаний в контуре:

$$P = \frac{I_1 U_1}{2}, \tag{10-5}$$

где $U_1 = U_к$ — амплитуда переменного напряжения на контуре;

I_1 — амплитуда первой гармоники анодного тока.

Коэффициент полезного действия к. п. д. анодной цепи

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_1}{I_0} \cdot \frac{U_1}{U_a},$$

так как

$$\frac{I_1}{i_{am}} = \alpha_1 \text{ и } \frac{I_0}{i_{am}} = \alpha_0,$$

то

$$\frac{I_1}{I_0} = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$$

и, следовательно,

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \cdot \frac{U_1}{U_a}. \tag{10-6}$$

Отношение $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ увеличивается при уменьшении угла отсечки Θ (рис. 10-7,*б*), поэтому и к. п. д. увеличивается с уменьшением угла отсечки.

Для поддержания необходимой величины заряда, сообщаемого конденсатору при уменьшении длительности им-

пульса, приходится увеличивать амплитуду импульса. Увеличение амплитуды импульса ограничено максимально-допустимым анодным током лампы, а в случае, если напряжение на сетке становится положительным, то допустимой мощностью рассеяния на сетке (увеличение амплитуды импульсов требует увеличения напряжения на сетке, что приводит к росту сеточного тока и мощности, потребляемой в цепи сетки и рассеиваемой на ней). При заданной амплитуде импульса i_{am} мощность P, расходуемая на поддержание колебаний в контуре, может быть определена, как

$$P=\frac{1}{2}\alpha_1 i_{am} U_1. \tag{10-7}$$

Из рис. 10-7 видно, что с уменьшением угла отсечки Θ меньше 120° коэффициент α_1 уменьшается и, следовательно, уменьшается мощность P.

Регулировка угла отсечки импульсов производится путем установления определенного соотношения между напряжением смещения и возбуждающим напряжением, подаваемым в цепь сетки. Это легко видеть непосредственно из рис. 10-8, где изображены на одном графике четыре режима работы лампы с различными углами отсечки при заданном значении амплитуды импульса.

В режиме, называемом режимом класса А или режимом колебаний первого рода, напряжение смещения $-U_{c1}$ и напряжение возбуждения берутся такими, что анодный ток лампы протекает в течение всего периода (угол отсечки равен 180°). Анодный ток в режиме класса А (кривая *1* на рис. 10-8) можно представить в виде суммы постоянной составляющей I_{a0} и переменной составляющей, которая по форме повторяет форму напряжения возбуждения. Таким образом, переменная составляющая анодного тока содержит только основное колебание с амплитудой I_{a1} и не содержит высших гармоник. Так как переменное напряжение на контуре в этом режиме меньше напряжения источника питания ($U_1 < U_0$), а амплитуда основного колебания анодного тока меньше его постоянной составляющей ($I_1 < I_0$), то из формулы (10-6) следует, что к. п. д. анодной цепи такого генератора $\eta < \frac{1}{2}$, т. е. 50%.

Кривая *2* соответствует таким значениям напряжений смещения $-U_{c2}$ и возбуждения U_{mc2}, при которых угол от-

сечки получается меньше 180°, но больше 90°. В этом случае ток протекает больше половины периода ($180° > \theta > 90°$). Этот режим носит название режима класса АВ. Кривая *3* соответствует таким значениям напряжений смещения—U_{c3} и возбуждения U_{mc3}, что ток протекает через лампу ровно половину периода. Этот

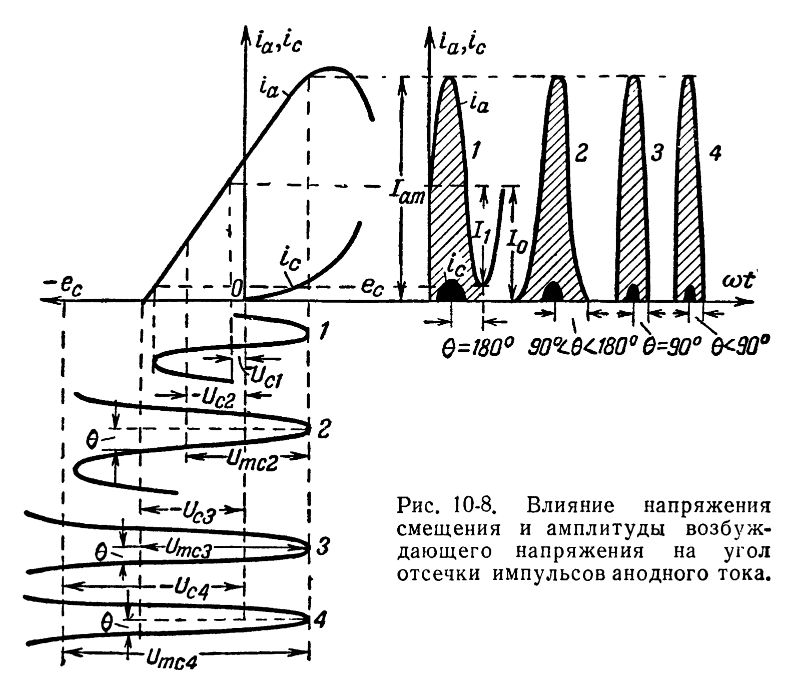


Рис. 10-8. Влияние напряжения смещения и амплитуды возбуждающего напряжения на угол отсечки импульсов анодного тока.

режим называется режимом класса В (угол отсечки $\theta = 90°$). Кривая *4* соответствует так называемому режиму класса „С", при котором напряжения смещения—U_{c4} и возбуждения U_{mc4} выбираются так, что анодный ток протекает в лампе меньше половины периода.

В режиме классов АВ, В и С анодный ток лампы представляет собой синусоидальные импульсы тока, которые состоят из ряда синусоидальных составляющих и постоянной составляющей. Все эти режимы называются режимами колебаний второго рода.

С уменьшением угла отсечки к. п. д. увеличивается и при режиме класса С может достигать 70—80%. Однако при постоянной величине амплитуды импульса уменьшение

угла отсечки требует увеличения напряжений смещения и возбуждения. Кроме того, уменьшение угла отсечки в режиме класса С сопровождается уменьшением мощности, отдаваемой в контур.

Напряжение смещения можно создать путем включения между сеткой и катодом лампы источника постоянного напряжения (рис. 10-9,*а*) или, используя напряжение, создаваемое сеточным током на ячейке, состоящей из емкости и сопротивления, соединенных параллельно (рис. 10-9,*б*). Ее называют цепью автоматического смещения.

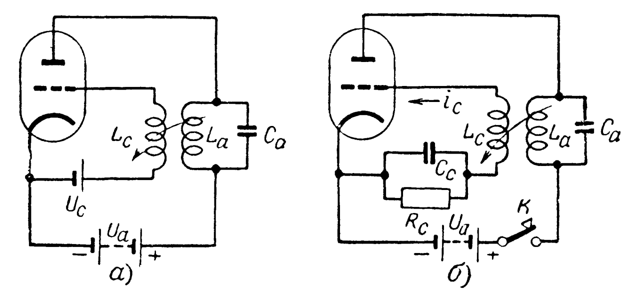


Рис. 10-9. Схемы получения отрицательного напряжения смещения.

а—схема с внешним источником, *б*—схема с автоматическим смещением.

Под воздействием напряжения возбуждения в сеточной цепи проходит ток i_c в виде периодической последовательности импульсов, близких по форме к синусоидальным импульсам (рис. 10-10,*а*). Этот ток проходит во внешней цепи от катода к сетке (электроны стекают с сетки на катод). На сопротивлении R_c он создает напряжение, заряжающее конденсатор C_c (рис. 10-10,*б*). Во время отсутствия сеточного тока конденсатор C_c постепенно разряжается через сопротивление R_c (рис. 10-10,*в*) и поддерживает напряжение между сеткой и катодом. Если емкость конденсатора достаточно велика, то изменение напряжения за время отсутствия сеточного тока получается незначительным (пунктирная кривая на рис. 10-10,*а*) и его можно считать постоянным.

Рассмотрим влияние цепи обратной связи на режим работы генераторов с самовозбуждением (автогенераторов). В них без воздействия какого-либо внешнего возбуждающего источника при малейшем нарушении состояния электрического равновесия возникают слабые электриче-

ские колебания, которые постепенно нарастают вплоть до некоторого установившегося значения. Например, в схеме автогенератора (рис. 10-9,*б*) в некоторый момент времени с помощью ключа *К* производится включение источника питания. Вначале конденсатор контура заряжается, так как вследствие действия э. д. с. самоидукции ток в катушке очень мал. Затем конденсатор начинает разряжаться через контурную катушку, и в контуре возникают электрические колебания.

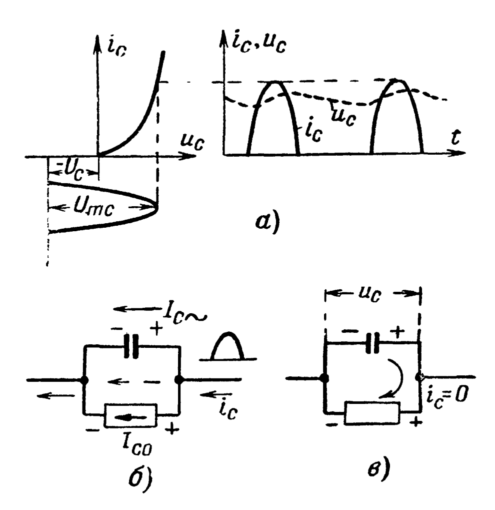


Рис. 10-10. Работа цепи автоматического смещения.
а — характеристика сеточного тока и изменение сеточного тока во времени; *б* — прохождение тока в цепи при положительном напряжении на сетке; *в* — прохождение тока в цепи при отрицательном напряжении на сетке.

Благодаря наличию цепи обратной связи (катушка L_c индуктивно связана с катушкой L_a) переменный ток в контуре наводит э. д. с. в катушке L_c и создает напряжение возбуждения в цепи сетки лампы. Это напряжение вызывает колебания анодного тока и тем самым поддерживает колебания в контуре.

Если колебания в генераторе должны возникнуть в результате даже незначительных колебаний в контуре, то большую роль играет выбор напряжения смещения. Если в цепь сетки включен источник достаточно большого отрицательного смещения, то лампа может не открыться или изменения ее тока будут столь малы, что потери энергии

в контуре будут компенсироваться неполностью и колебания постепенно затухнут, т. е. генератор не возбудится. С другой стороны, если не включать вообще источника смещения, то генератор, возбудившись, будет работать с низким к. п. д.

Таким образом, для возбуждения генератора с достаточно большим напряжением смещения необходимы весьма значительные начальные колебания в контуре. Такой

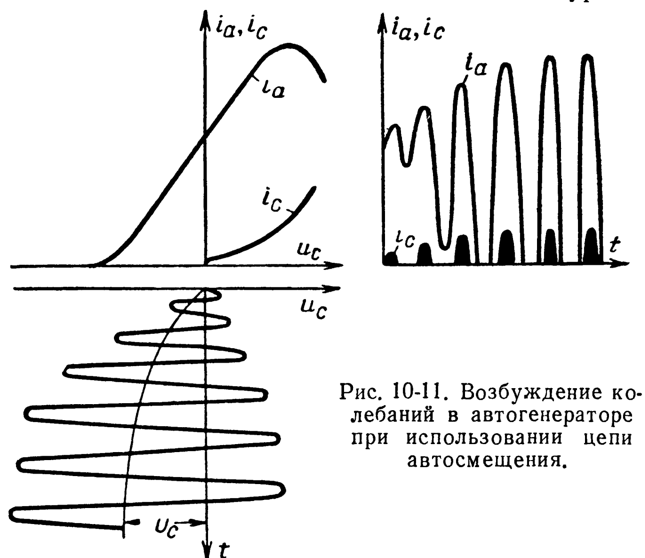


Рис. 10-11. Возбуждение колебаний в автогенераторе при использовании цепи автосмещения.

режим самовозбуждения автогенератора называют «жестким».

Если же в схему включена цепь автоматического смещения, то в момент возникновения колебаний в цепи сетки напряжения смещения нет, в результате чего возникают колебания анодного тока даже при малой амплитуде колебаний сеточного напряжения. В начальной стадии потери в контуре, пропорциональные квадрату тока в нем, малы, и пополнение энергии превышает ее затрату. Колебания в контуре нарастают, и, следовательно, увеличиваются переменное напряжение возбуждения в цепи сетки (рис. 10-11) и сеточный ток. Последнее, в свою очередь, приводит к постепенному увеличению напряжения смещения.

Этот процесс нарастания колебаний постепенно прекращается (из-за возрастания потерь в контуре при увеличе-

нии тока в нем и увеличения мощности, потребляемой цепью сетки, которые не перекрываются мощностью, подводимой к контуру), и в генераторе устанавливаются стационарные (установившиеся) колебания с неизменной амплитудой.

Режим работы генератора, при котором генератор возбуждается даже в результате самых малых первоначальных изменений токов или напряжений в его цепях, называется «мягким» режимом самовозбуждения.

Использование цепи автоматического смещения позволяет обеспечить мягкий режим самовозбуждения и создать в установившемся режиме напряжение смещения на сетке, необходимое для получения высокого к. п. д. генератора.

Найдем условия самовозбуждения автогенератора.

Колебания в контуре будут нарастать в том случае, если мощность, отдаваемая контуру, будет больше мощности, теряемой в нем.

Первая гармоника анодного тока, протекающего через лампу, которая работает в режиме класса А (см. гл. 8),

$$I_1 = S(U_{mc} + DU_a),$$

где S — статическая крутизна лампы;
D — проницаемость лампы.

При работе на нелинейных участках характеристики лампы, имеющих в различных точках различные значения крутизны, в формулу следует подставлять среднюю крутизну $S_{ср}$:

$$I_1 = S_{ср}(U_{mc} + DU_a). \tag{10-8}$$

Напряжение возбуждения

$$U_{mc} = kU_1, \tag{10-9}$$

где k — коэффициент обратной связи, показывающий, какая доля напряжения контура U_1 подается в цепь сетки.

Переменная составляющая напряжения на аноде создается напряжением на контуре; когда оно максимально, напряжение на аноде минимально (рис. 10-6,*в*), т. е.

$$U_1 = -U_a.$$

Следовательно,

$$I_1 = S_{ср}U_1(k - D). \tag{10-10}$$

Так как

$$U_1 = I_1R_э,$$

(где $R_э$ — эквивалентное сопротивление контура), то из уравнения (10-10) получим:

$$k = D + \frac{1}{S_{ср} R_э}. \quad (10\text{-}11)$$

Если $k > (D + 1/S_{ср} R_э)$, то колебания нарастают до тех пор, пока в результате увеличения используемого нелинейного участка характеристики лампы значение $S_{ср}$ не уменьшится до такой величины, при которой будет удовлетворяться равенство (10-11). Если $k < (D + 1/S_{ср} R_э)$, то колебания будут затухать до тех пор, пока в результате уменьшения используемого нелинейного участка характеристики лампы значение $S_{ср}$ не увеличится до такой величины, при которой будет удовлетворяться равенство (10-11). Если при работе только на прямолинейном участке характеристики это равенство не выполняется, т. е. $k < (D + 1/SR_э)$, то колебания полностью затухнут.

Величина обратной связи должна быть тем больше, чем больше потери в контуре, т. е. чем меньше его эквивалентное сопротивление $R_э = \frac{L}{Cr}$.

Изменения анодного тока под действием напряжения возбуждения получаются тем больше, чем больше крутизна лампы. Следовательно, применение ламп с большой крутизной позволяет уменьшить величину необходимой для возбуждения обратной связи.

Практически регулировка обратной связи в приведенных на рис. 10-9 схемах автогенераторов достигается изменением расстояния между контурной катушкой L_a и катушкой связи L_c или поворотом их осей друг относительно друга.

Чем больше проницаемость лампы, тем в большей степени уменьшение анодного напряжения при возрастании анодного тока сказывается на величине импульса тока. Для компенсации этой так называемой реакции анода приходится увеличивать коэффициент обратной связи.

Чтобы максимум анодного тока совпадал с максимальным значением напряжения на контуре, необходимо к сетке в схемах генераторов (рис. 10-9) присоединять тот конец катушки связи, на котором создается максимальный положительный потенциал относительно катода в тот момент времени, когда на аноде минимальный положитель-

ный потенциал. При подключении другого конца катушки схема не возбуждается.

Так как в рассмотренных схемах обратная связь осуществляется с помощью трансформатора, то они называются схемами автогенераторов с трансформаторной обратной связью.

Обратную связь можно осуществлять и иными способами. На рис. 10-12 приведена схема автогенератора с автотрансформаторной обратной связью. Напряжение возбуждения снимается между точками c и k контура. Для того чтобы максимальный ток в лампе проходил при максимальном напряжении на контуре, провод, соединяющий катод лампы с контуром, должен подключаться к последнему между точками присоединения контура к аноду и сетке. Если в некоторый момент времени возрастающий контурный ток протекает по катушке снизу вверх, то потенциал точки c повышается по отношению к потенциалу точки k и ток в лампе возрастает; в то же время потенциал анода (точка a) понижается по сравнению с потенциалом катода (точка k).

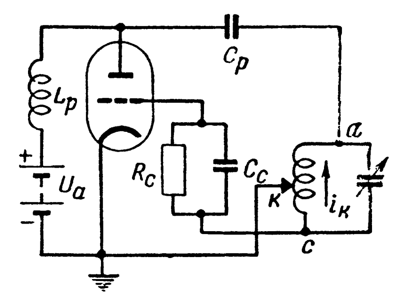


Рис. 10-12. Автогенератор с автотрансформаторной обратной связью.

Контурная катушка в этом случае играет роль автотрансформатора. Регулировка величины обратной связи достигается изменением числа витков между точками c и k.

В радиотехнической практике часто встречается схема автогенератора, где обратная связь регулируется с помощью двух последовательно включенных конденсаторов (рис. 10-13).

Две последние схемы являются схемами с параллельным питанием анодной цепи генераторной лампы. Преимуществом такого питания является то, что детали контура не находятся под высоким постоянным напряжением, так как они отделены от источника разделительным конденсатором $C_р$. Чтобы цепь источника питания не шунтировала колебательный контур, в нее включается разделительный дроссель $L_р$ большой индуктивности, представляющий

достаточно большое сопротивление для токов высокой частоты и малое сопротивление для постоянной составляющей анодного тока.

Схемы автогенераторов с автотрансформаторной и емкостной обратной связью характерны тем, что лампа в них присоединяется к колебательной системе в трех точках (выводами анода, катода и сетки). Поэтому такие схемы принято называть трехточечными.

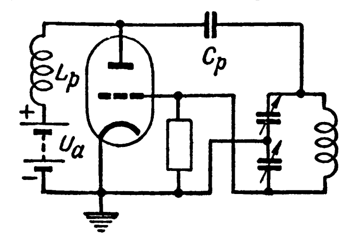


Рис. 10-13. Автогенератор с емкостной обратной связью.

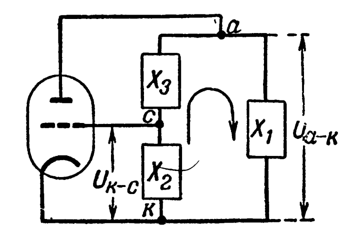


Рис. 10-14. Обобщенная схема трехточечного автогенератора.

В общем виде любая схема трехточечного автогенератора для переменного тока может быть изображена схемой, представленной на рис. 10-14, где X_1, X_2, X_3 — реактивные сопротивления, в состав которых входят и все реактивные элементы лампы: междуэлектродные емкости, индуктивности выводов и т. д. Активными сопротивлениями элементов контура по сравнению с реактивными в большинстве случаев можно пренебречь.

Частота генерируемых колебаний определяется частотой собственных колебаний контура. Так как при свободных колебаниях в контуре сумма входящих в него реактивных сопротивлений равна нулю, то частота генерируемых колебаний может быть определена из уравнения

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \qquad (10\text{-}12)$$

Всякое внесение в контур реактивного сопротивления приводит к нарушению условия (10-12) и к уходу частоты. Уход будет тем меньше, чем меньше реактивной энергии вносится при этом в контур по сравнению с запасом реактивной энергии, который в нем был. Запас же ее тем больше, чем больше добротность контура. Следовательно, чем больше добротность контура, тем меньше будут уходы частоты под действием внешних влияний, т. е. тем стабильнее будет частота генератора.

При резонансе в контуре течет кольцевой ток $I_к$ (рис. 10-14). Напряжение между анодом и катодом может быть определено как напряжение, создаваемое этим током на реактивном сопротивлении, включенном между анодом и катодом:

$$U_{а.к} = I_к X_1. \tag{10-13}$$

Напряжение между катодом и сеткой

$$U_{к.с} = I_к X_2 \tag{10-14}$$

Напряжение возбуждения, наоборот, отсчитывается от сетки к катоду

$$U_{с.к} = -U_{к\,с} = -I_к X_2. \tag{10-15}$$

Из выражений (10-13) и (10-15) следует, что

$$U_{с.к} = -U_{а.к}\frac{X_2}{X_1}. \tag{10-16}$$

Так как напряжение возбуждения должно находиться в противофазе с анодным напряжением, то для выполнения условия (10-16) отношение $\frac{X_2}{X_1}$ должно быть больше нуля. Это отношение и является коэффициентом обратной связи k. Таким образом, для самовозбуждения автогенератора необходимо, чтобы

$$k = -\frac{U_{с\,к}}{U_{а.к}} = \frac{X_2}{X_1} > 0; \tag{10-17}$$

это условие выполняется только, если сопротивления X_1 и X_2 либо оба являются емкостными сопротивлениями, либо оба являются индуктивными сопротивлениями.

10-3. ПОНЯТИЕ ОБ ОТРИЦАТЕЛЬНОМ СОПРОТИВЛЕНИИ

Незатухающие колебания в одиночном контуре возможны только в том случае, если его сопротивление потерь равно нулю. Поскольку любой реальный контур обладает активным сопротивлением, то получение в контурах ламповых генераторов незатухающих колебаний можно рассматривать как результат внесения в него некоторого «отрицательного» сопротивления, компенсирующего его по-

ложительное активное сопротивление. Роль такого отрицательного сопротивления в схеме лампового генератора играет лампа с источником питания. Если фазовые соотношения в генераторе выдержаны в соответствии с графиками, приведенными на рис. 10-6,*в*, то при возрастании анодного тока напряжение между анодом и катодом уменьшается (в противоположность увеличению напряжения на обычном активном сопротивлении при возрастании тока). Это является отличительной чертой элемента с отрицательным сопротивлением. При этом сама по себе лампа имеет

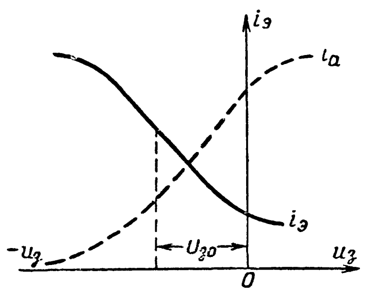


Рис. 10-15. Характеристика тока экранной сетки в зависимости от напряжения на третьей сетке.

Рис. 10-16. Транзитронный генератор.

положительное сопротивление, и свойство отрицательного сопротивления она приобретает только по отношению к первой гармонике анодного тока.

Возможны и другие способы использования ламп в качестве отрицательного сопротивления. Например, у многосеточных ламп при увеличении напряжения защитной сетки наблюдается уменьшение тока экранирующей сетки, несмотря на одновременное увеличение ее напряжения, вследствие перераспределения электронного потока между анодом и экранирующей сеткой.

На рис. 10-15 приведена типичная характеристика тока экранирующей сетки многосеточной лампы в зависимости от напряжения защитной сетки. Если присоединить контур к экранирующей сетке и катоду такой лампы, а в цепь защитной сетки по цепи обратной связи подавать часть напряжения с контура таким образом, чтобы потенциал защитной сетки возрастал, когда возрастет потенциал экранирующей сетки, то ток экранирующей сетки будет уменьшаться и, следовательно, участок лампы катод — экранирующая сетка будет играть роль отрицательного со-

противления. На этом явлении основана работа генераторов, получивших название транзитронных (рис. 10-16).

Некоторые приборы и устройства по своей природе обладают для переменной составляющей тока отрицательным сопротивлением. Например, дуговой разряд имеет типичную для элементов с отрицательным сопротивлением падающую вольт-амперную характеристику (рис. 10-17,*а*). С увеличением тока возрастает температура дуги, увеличивается количество ионов в разрядном промежутке, вследствие чего его сопротивление падает и разность потенциалов между электродами уменьшается.

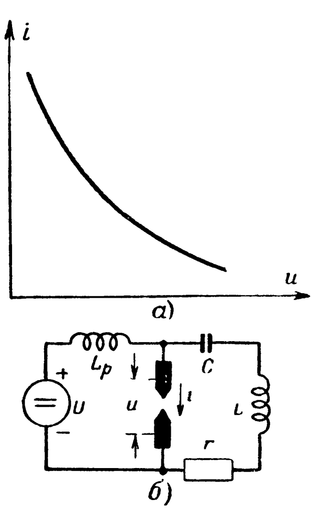


Рис. 10-17. Вольт-амперная характеристика дугового разряда (*а*) и схема дугового генератора (*б*).

Это свойство дугового разряда использовалось в дуговых генераторах высокой частоты, применявшихся до появления ламповых генераторов. В них дуговой разряд производился в цепи контура (рис. 10-17,*б*), в котором поддерживались незатухающие колебания высокой частоты. В случаях, когда, как в дуговом генераторе, для придания элементу, поддерживающему колебания в контуре, свойств отрицательного сопротивления не требуется принятия специальных мер, генераторы часто называются схемами с отрицательным сопротивлением.

10-4. ДВУХКОНТУРНЫЕ ЛАМПОВЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Все рассмотренные выше типы ламповых генераторов представляют собой одноконтурные схемы, хорошо перестраивающиеся и регулируемые при работе в диапазоне длинных и средних волн.

В диапазоне коротких и ультракоротких волн использование рассмотренных выше автогенераторов затруднительно. Например, в схеме с автотрансформаторной обратной связью плавная регулировка обратной связи путем изменения числа витков между точками *с* и *к* (рис. 10-12) возможна только при достаточно большом количестве витков

в контурной катушке, что имеет место в контурах на относительно длинных волнах.

Кроме того, в таких автогенераторах контур, от параметров которого зависит рабочая частота генератора, связан с нагрузкой генератора и лампой, параметры которых никогда не бывают постоянными. Они изменяются по диапазону, при изменении питающих напряжений, смене деталей и ламп, расстройке последующих цепей, а также в зависимости от других факторов. Эти изменения параметров нагрузки и лампы приводят к изменению параметров контура и изменению частоты колебаний.

Передача части энергии из контура во внешнюю цепь приводит к ухудшению его добротности (добротность контура определяется отношением энергии, запасенной в контуре, к энергии, теряемой за период колебаний), а от добротности контура зависит стабильность частоты лампового генератора.

Чтобы в одноконтурных автогенераторах не уменьшать значительно добротность контура, устанавливают слабую связь контура с нагрузкой, т. е. используют лишь небольшую долю генерируемой мощности; остальная генерируемая мощность расходуется на нагрев контура.

Эти недостатки заставляют использовать двухконтурные автогенераторы, в которых один контур служит для выделения основной части генерируемой мощности и связи с нагрузкой, а второй, потребляющий небольшую долю генерируемой мощности и по возможности изолированный от всех внешних влияний, определяет частоту генерируемых колебаний (первый контур практически не должен на нее влиять).

Схема такого генератора была предложена независимо друг от друга американским инженером Г. Доу и советским ученым Б. Шембелем (рис. 10-18). В этой схеме в анодную цепь автогенератора последовательно включаются внешний контур *1* и внутренний контур *2*. Эквивалентное сопротивление внешнего контура в несколько раз больше эквивалентного сопротивления внутреннего контура.

Благодаря этому в первом контуре выделяется большая часть генерируемой мощности, значительная часть которой передается затем в нагрузку.

Внешний контур тщательно экранируется от внутреннего и подключается между анодом и экраном, который через емкость связывается с экранной сеткой лампы. Это по-

зволяет заземлить роторы переменных конденсаторов обоих контуров и практически полностью экранировать цепи внешнего контура от внутреннего. Связь внешнего контура с внутренним осуществляется только за счет общего электронного потока. Поэтому эта схема носит название схемы с электронной связью. Практическое отсутствие связи внутреннего контура с внешним позволяет сильно связывать последний с нагрузкой без существенного ухудшения стабильности частоты генератора.

Данную схему часто рассматривают как соединение в одном каскаде автогенератора и усилителя. Особенностью схемы является то, что через внутренний контур проходит ток экранной сетки, а также наличие напряжения высокой частоты между катодом и землей. Это вынуждает ставить дроссели высокой частоты в цепь катода прямонакальных ламп для предотвращения замыкания внутреннего контура по высокой частоте через цепь накала.

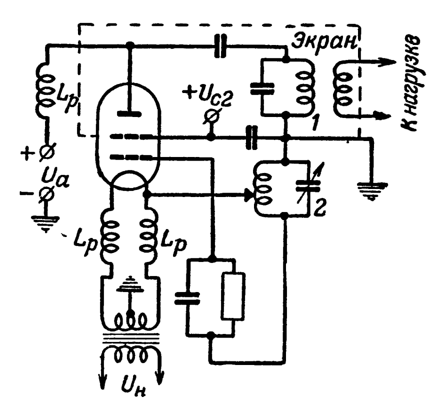


Рис. 10-18. Схема генератора с электронной связью.

Благодаря высокой стабильности частоты при сравнительно большой мощности данная схема получила широкое распространение в современной радиоаппаратуре.

В диапазоне УКВ эта схема неприменима вследствие неудобства регулировки обратной связи и ее заменяют схемами, в которых контуры связаны через междуэлектродные емкости лампы.

В зависимости от того, к которому из электродов лампы присоединены оба контура, различают схему с общей сеткой (рис. 10-19,*а*), схему с общим анодом (рис. 10-19,*б*) и схему с общим катодом (рис. 10-19,*в*).

Система из двух связанных контуров имеет две частоты связи (см. гл. 3) — нижнюю и верхнюю, отличные от собственных частот каждого из контуров. Генератор может возбудиться на той частоте связи, на которой будет выполняться условие самовозбуждения (10-17).

На рис. 10-20 изображены графики реактивных сопротивлений системы из двух контуров, имеющих собственные частоты $\omega_{1.0}$ и $\omega_{2.0}$ и связанных через емкость $C_{св}$. Графики эквивалентных реактивных сопротивлений контуров имеют

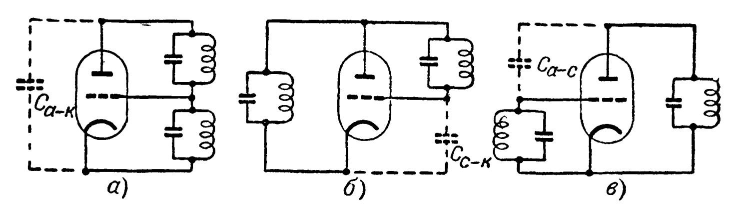


Рис. 10-19. Двухконтурные автогенераторы.
а — схема с общей сеткой; *б* — схема с общим анодом; *в* — схема с общим катодом.

вид кривых, уходящих в бесконечность вблизи от собственной частоты [см. (2-4)].

Полученный путем графического сложения график суммы реактивных сопротивлений контуров и междуэлектродной емкости связи дважды проходит через нуль, опре-

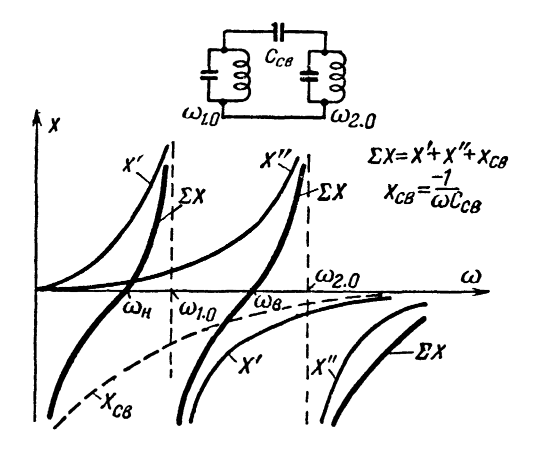


Рис. 10-20. Зависимость реактивных сопротивлений системы двух контуров, связанных через емкость, от частоты.

деляя верхнюю и нижнюю частоты связи. Из графика видно, что нижняя частота лежит ниже собственных частот обоих контуров, а верхняя — между ними. Это дает возможность определить, на какой из частот возбудится генератор.

На нижней частоте связи оба контура имеют реактивное сопротивление индуктивного характера (рис. 10-20), и эквивалентная схема автогенератора с общей сеткой принимает вид, изображенный на рис. 10-21,*а*. В этом случае самовозбуждение невозможно, так как X_1 и X_2 имеют разный характер ($k<0$), и напряжения сетка — катод и анод — катод совпадают по фазе.

На верхней частоте связи генератор тоже возбуждается не всегда. Если контур, включенный между сеткой и анодом, настроен на более низкую частоту, чем контур между сеткой и катодом, то на верхней частоте связи

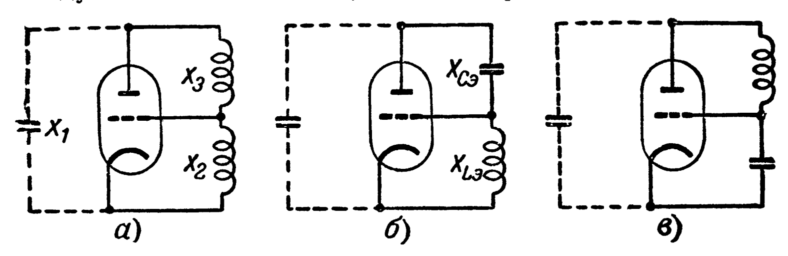


Рис. 10-21. Эквивалентные схемы автогенератора с общей сеткой.

эквивалентная схема генератора принимает вид, изображенный на рис. 10-21,*б*. При этом вся правая ветвь колебательной системы имеет характер индуктивности (т. е. $X_{Lэ} > X_{Cэ}$). Поэтому напряжение на сетке и аноде и в этом случае совпадает по фазе $\left(k = \frac{X_2}{X_1} < 0\right)$.

Только при настройке анодно-сеточного контура на частоту выше собственной частоты катодно-сеточного контура эквивалентная схема генератора принимает вид, изображенный на рис. 10-21,*в*, совпадающий с описанной ранее схемой генератора с емкостной обратной связью, возбуждение которой возможно.

Автогенератор с общим анодом возбуждается только при настройке анодно-катодного контура на частоту ниже собственной частоты анодно-сеточного контура на верхней частоте связи, при которой его эквивалентная схема приводится к схеме автогенератора с емкостной обратной связью (рис. 10-22,*а*).

Автогенератор с общим катодом возбуждается только на медленной частоте связи, при которой эквивалентная схема приводится к схеме автогенераторов с автотрансформаторной обратной связью (рис. 10-22,*б*).

Во всех трех приведенных схемах большая часть генерируемой мощности выделяется в контуре, включенном в анодную цепь лампы. Переменное напряжение, образующееся на этом контуре, оказывается приложенным ко второй половине колебательной системы, состоящей из последовательно соединенных междуэлектродной емкости и второго контура, образующих делитель напряжения. От соотношения сопротивлений этого делителя зависит величина напряжения возбуждения, т. е. коэффициент обратной связи. Плавное изменение его может быть произведено путем подключения переменного внешнего конденсатора параллельно междуэлектродной емкости или путем перестройки контура, включенного последовательно с ней.

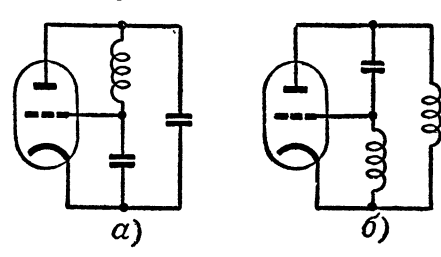


Рис. 10-22. Эквивалентные схемы автогенераторов.
а — с общим анодом; *б* — с общим катодом.

От настройки какого же контура сильнее зависит частота генерируемых колебаний в двухконтурном автогенераторе? Это зависит от соотношения добротностей контуров. Например, в схеме с общим катодом желательно, чтобы частоту определял в основном катодно-сеточный контур, не связанный с нагрузкой. Для этого он должен обладать достаточно высокой добротностью. Чем выше добротность контура, тем резче изменяется реактивное сопротивление контура (гл. 2) и тем ближе к собственной частоте данного контура лежит частота связи.

Влияние расстройки второго контура на генерируемую частоту будет тем меньше, чем больше он расстроен относительно первого, так как в этом случае вблизи от частоты связи реактивное сопротивление второго контура при изменении его настройки изменяется очень мало, что видно из рис. 10-22. Однако чем больше расстройка этого контура, тем меньше его сопротивление и меньше напряжение возбуждения, снимаемое с него. При некоторой расстройке это напряжение будет недостаточно для возбуждения генератора, и колебания сорвутся.

Проведенный анализ приводит к выводу, что в схеме с общим катодом для получения высокой стабильности частоты необходимо, чтобы катодно-сеточный контур обла-

дал возможно более высокой добротностью, а анодно-катодный был сильно расстроен относительно катодно-сеточного контура.

Рассуждая аналогичным образом, легко прийти к выводу, что в схеме с общим анодом для получения высокой стабильности частоты нужно включать между анодом и сеткой контур максимальной добротности и по возможности расстраивать контур, включенный между анодом и катодом.

Практически всегда приходится идти на компромисс, регулируя величину этой расстройки так, чтобы получить достаточно высокую стабильность частоты и не слишком малую мощность на выходе.

В схеме с общей сеткой желательно, чтобы частоту определял катодно-сеточный контур, не связанный с нагрузкой.

Однако если в двух первых схемах на участке сетка — катод лампы протекает только сеточный ток, то в последней схеме там же протекает анодный ток лампы. Поэтому входное сопротивление лампы, т. е. сопротивление участка сетка — катод лампы

$$R_{вх}=\frac{U_{ск}}{I_{ск1}} \qquad (10\text{-}18)$$

(где $U_{ск}$ — напряжение возбуждения и $I_{ск1}$ — амплитуда первой гармоники тока, протекающего на участке сетка — катод лампы) будет относительно мало. Если в схемах генераторов с общим катодом и анодом входное сопротивление лампы имеет порядок тысяч ом, то в схеме с общей сеткой оно имеет порядок сотен и даже десятков ом и своим шунтирующим действием резко снижает добротность контура.

Кроме того, емкость $C_{а.к}$, как правило, много меньше других междуэлектродных емкостей, и ее сопротивление чрезвычайно велико. Поэтому условие $\Sigma X=0$ выполняется вблизи от резонансных частот контуров, и верхняя частота связи, которая возбудится в схеме, лежит очень близко к собственной частоте анодно-сеточного контура. Поэтому частоту генератора с общей сеткой определяет обычно анодно-сеточный контур, который связывается с нагрузкой. Очевидно, что данная схема не позволяет получить высокую стабильность частоты. Однако она все же получила широкое распространение в силу ряда других причин, которые будут пояснены ниже.

В диапазоне сверхвысоких частот контуры имеют малое эквивалентное сопротивление, как правило, уменьшающееся с укорочением волны. Уменьшение сопротивления объясняется тем, что по мере укорочения волны индуктивность контуров уменьшается, в то время как емкость контура может быть уменьшена только до величины междуэлектродной емкости лампы. Поэтому волновое сопротивление контуров $\rho = 1/\omega C$, определяющее их эквивалентное сопротивление ($R_э = Q\rho$), с укорочением волны уменьшается. В целях увеличения эквивалентного сопротивления конту-

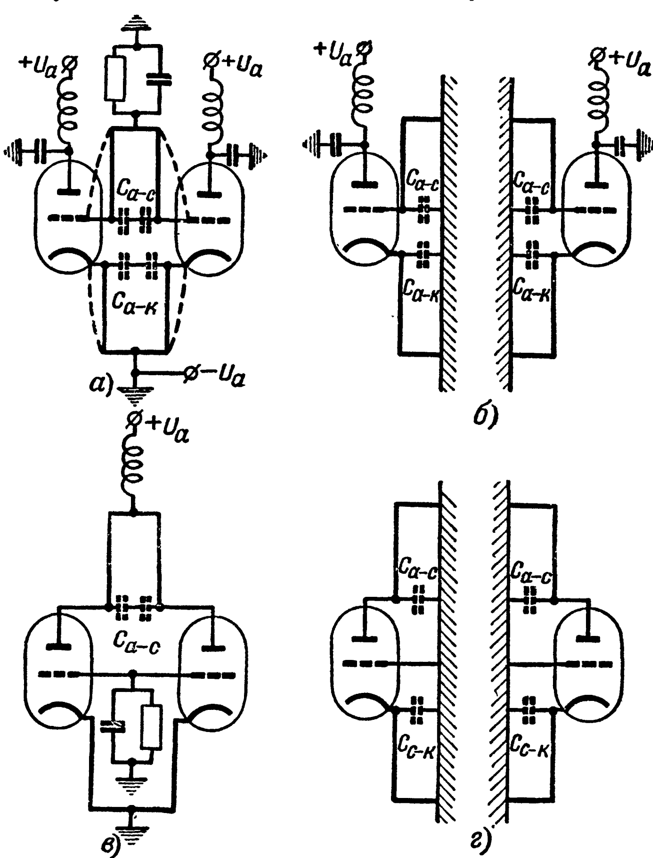


Рис. 10-23. Двухтактные генераторы метровых волн с общим анодом и общей сеткой.

а — схема генератора с общим анодом; *б* — образование двухтактного генератора с общим анодом из двух однотактных; *в* — схема генератора с общей сеткой; *г* — образование двухтактного генератора с общей сеткой из двух однотактных.

ров принимают все меры для уменьшения потерь в контуре и в первую очередь увеличивают поверхность проводов, которые часто выполняются из толстых круглых или ленточных проводников.

На волнах $\lambda = 2 \div 3$ *м* число витков в контурной катушке уменьшается до трех-четырех. На более коротких волнах контурная катушка состоит всего из одного витка или образуется двумя широкими лентами, соединяющими статорные пластины конденсатора с двух сторон. При этом за счет параллельного соединения лент общая индуктивность контура оказывается вдвое меньше индуктивности каждой из них.

В генераторах большой мощности метровых и дециметровых волн используются контуры, состоящие из отрезков короткозамкнутых длинных линий, на входе которых включена сосредоточенная емкость (часто ее роль выполняет междуэлектродная емкость лампы). Особенно удобно использовать отрезки короткозамкнутых двухпроводных воздушных линий в схемах двухтактных генераторов.

В двухтактных генераторах две лампы работают на общую нагрузку, включенную между анодами ламп. Напряжение возбуждения подается на сетки ламп в противофазе. Поэтому, например, при углах отсечки $\Theta = 90°$ лампы работают попеременно: когда одна открыта, вторая закрыта, и наоборот (отсюда и название схем — двухтактные).

На рис. 10-23,*а* изображена схема двухтактного генератора с общим анодом, имеющего контуры в виде отрезков длинных линий. Для пояснения работы этого генератора на рис. 10-23,*б* изображены две схемы однотактных автогенераторов с общим анодом, контуры которых образованы междуэлектродными емкостями ламп и отрезками линий. В качестве второго провода линий используется «земля» (практически — это экран и металлическое шасси генератора).

Эти две схемы могут быть объединены в одну двухтактную схему, поскольку напряжения на проводах симметричной линии всегда находятся в противофазе (пунктир на рис. 10-23,*а*) и средние точки имеют нулевой потенциал. Благодаря этому все напряжения и токи в двух половинах (так называемых плечах) схемы изменяются в противофазе.

Аналогично можно пояснить и работу двухтактной схемы с общей сеткой (рис. 10-23,*в* и *г*).

Преимуществом двухтактных схем перед однотактными при их работе на УКВ является то, что в них междуэлектродные емкости ламп подключаются ко входу линий последовательно, как это непосредственно видно из рис. 10-23. Поэтому результирующая емкость контуров получается уменьшенной вдвое по сравнению с однотактной схемой. Это приводит к увеличению волнового и резонансного сопротивления контура и повышает верхний предел частоты генераторов.

В диапазоне дециметровых волн контуры из отрезков двухпроводных линий теряют свое высокое качество вследствие того, что расстояние между проводами становится соизмеримым с длиной волны и они начинают излучать как противофазная антенна. Излучение электромагнитных волн отсутствует у отрезков коаксиальных линий. Это позволяет получить у контуров данного типа добротность $Q=400$—800 в диапазоне дециметровых волн.

Для удобства сочленения ламп с контурами такого типа созданы специальные триоды маячковой и металлокерамической конструкции (рис. 10-24). Электроды у них имеют плоскую конструкцию, и расстояние между ними измеряется десятыми долями миллиметра.

Последнее имеет существенное значение для уменьшения времени пролета электронами междуэлектродных промежутков, так как на волнах сантиметрового диапазона оно становится соизмеримым с периодом высокочастотных колебаний. Так, например, на волне $\lambda=9$ *см* при разности потенциалов $U=1\,200$ *в* электрон проходит расстояние 1 *мм* за $^1/_2$ периода колебаний.

Поэтому, вылетев с катода в момент времени, благоприятный для пополнения энергии в контуре, когда поле тормозит его движение, он неизбежно часть пути будет проходить в ускоряющем поле, получая энергию от контура. В результате этого к. п. д. генератора и генерируемая мощность будут уменьшаться, а мощность, рассеиваемая на аноде, возрастать.

Когда время пролета электронами междуэлектродных промежутков лампы становится соизмеримым с периодом колебаний, резко увеличивается мощность возбуждения лампы.

На длинных волнах электронный поток в лампе можно считать однородным и изменяющимся в соответствии с напряжением на управляющей сетке. Сколько электронов подлетает к сетке, столько и удаляется от нее (рис.

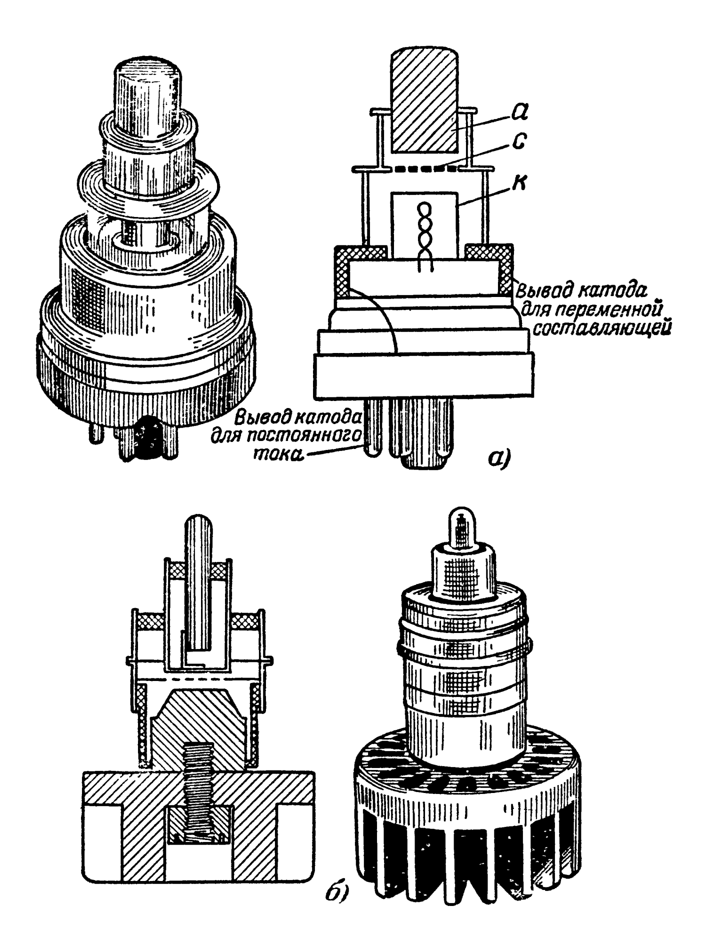


Рис. 10-24. Генераторные лампы дециметровых волн.
а — маячковый триод; *б* — металлокерамический триод.

10-25,*а*). Подлетающие электроны наводят на сетке увеличивающийся положительный заряд, который создает в сеточной цепи ток $i_{н.ск}$, имеющий направление, указанное стрелкой. Этот ток принято называть наведенным. Удаляющиеся электроны аналогично создают ток $i_{н.ас}$ противоположного направления, показанный пунктирной стрелкой. Если число подлетающих и удаляющихся электронов одинаково, то результирующий наведенный ток в цепи сетки равен нулю, и весь ток сетки определяется обычно небольшой долей электронов, падающих на сетку.

Если в цепи действует напряжение

$$u = U_m \cos \omega t,$$

а протекающие токи содержат постоянную и переменные составляющие данной частоты ω и кратных частот

$$i = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \ldots + I_n \cos n\omega t + \ldots,$$

то возникает вопрос, как рассчитать среднюю мощность, которую затрачивает источник переменного напряжения за период. Для этого нужно каждое из слагаемых данной суммы перемножить на напряжение, разбить весь период

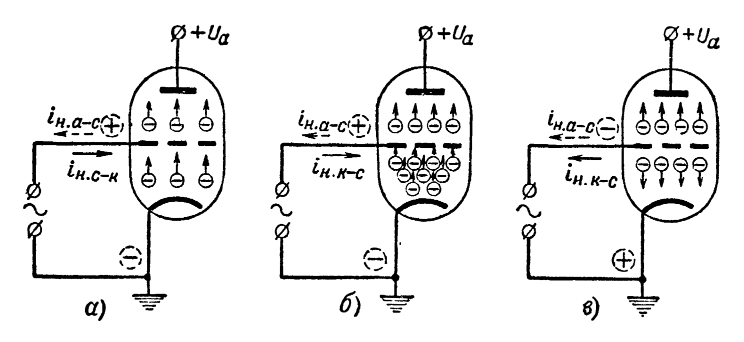


Рис. 10-25. Наведенные токи в цепи сетки генераторной лампы.

а — электронный поток в лампе на низких частотах; *б* — электронный поток в лампе на сверхвысоких частотах во время положительного полупериода напряжения на сетке; *в* — то же во время отрицательного полупериода.

на столь малые отрезки времени Δt, в течение которых можно было бы считать токи и напряжение постоянными, просуммировать полученные произведения по интервалам за период и разделить сумму на длительность периода. Сумма произведений $I_0 U_m \Delta t \cos \omega t$ по периоду дает нуль, поскольку половину периода косинус имеет положительные, а вторую половину такие же отрицательные значения.

Нетрудно показать, что и все произведения типа

$$U_m I_n \cos \omega t \cdot \cos n\omega t \cdot \Delta t,$$

где $n = 2, 3, 4 \ldots$, при суммировании по периоду дают нуль.

На рис. 10-26, где изображены две синусоиды, отличающиеся по частоте в 2 раза, видно, что каждые четверть периода напряжения низкой частоты знак их произведения изменяется при его одинаковой абсолютной величине.

То же можно показать и в отношении всех других произведений, за исключением произведения напряжения и тока одинаковой частоты, которое дает за период (см. гл. 2):

$$P=\frac{1}{2}U_m I_1.$$

Таким образом, источник переменного напряжения, действующий в цепи, где протекают токи различных кратных частот, затрачивает свою энергию только на прохождение тока той же частоты.

С таким случаем мы встречаемся при расчете мощности возбуждения генератора.

Согласно полученному выводу

$$P_в=\frac{1}{2}U_{mc}I_{c1}, \qquad (10\text{-}19)$$

где I_{c1} — амплитуда первой гармоники сеточного тока; U_{mc} — напряжение возбуждения.

На длинных волнах мощность возбуждения обычно в десятки и сотни раз меньше мощности в анодной цепи генератора.

Если же время пролета электронов соизмеримо с периодом колебаний, то за положительный полупериод напряжения на сетке к ней подлетает больше электронов, чем улетает по направлению к аноду, так как часть электронов не успевает за это время пересечь плоскость сетки (рис. 10-25,*б*). В результате этого в цепи сетки наводится некоторый результирующий ток. В отрицательный полупериод отрицательно заряженная сетка отталкивает электроны к катоду и аноду (рис. 10-25,*в*). На это затрачивается дополнительная мощность, которая рассеивается ускоренными электронами на катоде и аноде.

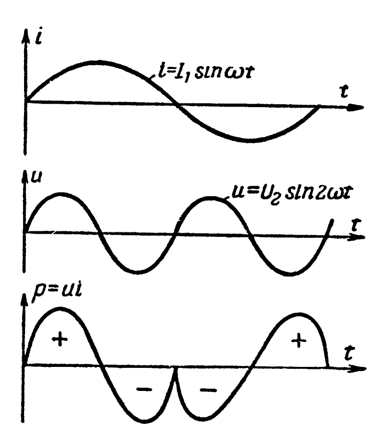


Рис. 10-26. Произведение синусоидально изменяющихся величин кратных частот.

Таким образом, с укорочением волны возрастает мощность, затрачиваемая на воз-

буждение лампы, и ее усилительные свойства ухудшаются.

Выводы электродов металлокерамических и маячковых ламп имеют дисковую или цилиндрическую форму, что позволяет свести к минимуму индуктивность выводов, уменьшить потери в них и непосредственно сочленять их с концентрическими контурами без дополнительных соединительных проводников.

На рис. 10-27 приведена конструкция генератора дециметровых волн с металлокерамической лампой.

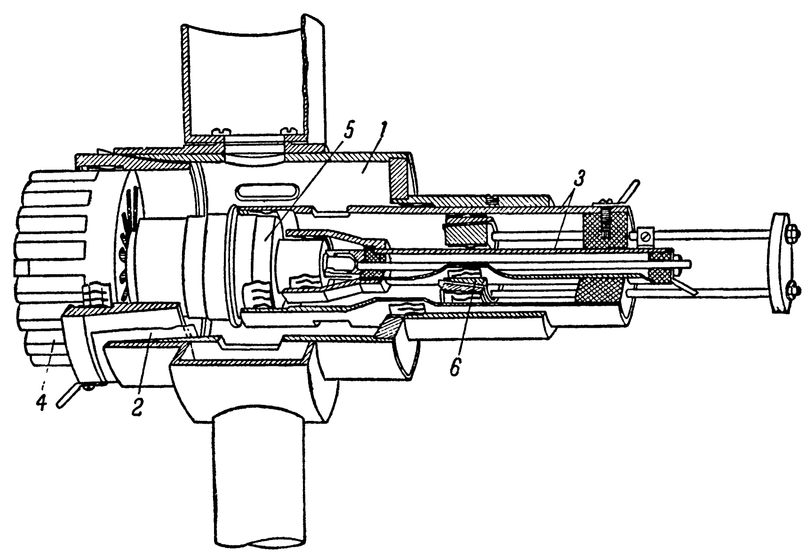


Рис. 10-27. Генератор дециметровых волн с металлокерамической лампой.

1 — анодно-сеточный контур; 2 — изоляционная прокладка; 3 — катодно-сеточный контур; 4 — радиатор; 5 — металлокерамический триод; 6 — замыкающий поршень.

Вывод высокочастотной энергии осуществляется по коаксиальному кабелю, оканчивающемуся петлей связи, заменяющей на УКВ катушку связи, или конденсатором связи в виде небольшой пластинки. Перестройка осуществляется путем изменения длины короткозамкнутой линии с помощью подвижных плунжеров, создающих короткое замыкание на конце. Генераторы такого типа успешно используются на волнах от 1 *м* до нескольких сантиметров. Однако с укорочением волны условия благоприятного взаимодействия электронов с полем ухудшаются. Одновременно происходит резкое падение резонансного сопротив-

ления контуров. Усилительные свойства лампы ухудшаются. Все это приводит к падению к. п. д. и колебательной мощности триодных генераторов в диапазоне сантиметровых волн. Поэтому были созданы генераторы, основанные на иных принципах, которые позволили генерировать волны сантиметрового диапазона с более высокой эффективностью.

10-5. КЛИСТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Клистронные генераторы обычно используются для генерирования и усиления колебаний, соответствующих диапазону волн от 10 *см* до нескольких миллиметров.

Генератор представляет собой вакуумный прибор с довольно сложной системой электродов. Прибор имеет оксидный катод, электронный поток которого ускоряется положительно заряженным электродом *1* (рис. 10-28). Пройдя его, он попадает в объемный колебательный контур — резонатор *2*. Две из наиболее часто встречающихся конструкций резонаторов изображены на рис. 10-28.

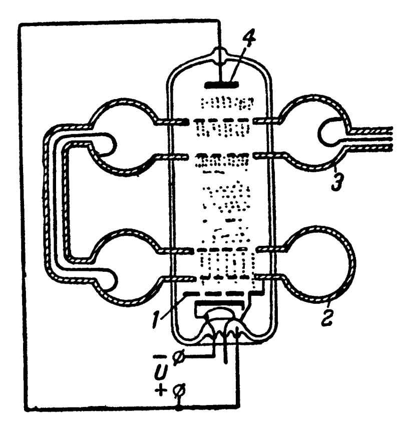


Рис. 10-28. Двухрезонаторный клистрон.

Работа резонаторов может быть объяснена следующим образом. Для получения возможно более коротких волн конденсатор контура выполняется из двух небольших параллельных пластин, а контурная катушка заменяется одним витком, соединяющим пластины (рис. 10-29,*а*). В целях еще большего уменьшения индуктивности параллельно данному витку включаются другие витки. Чем больше витков, тем меньше результирующая индуктивность контура, так как при параллельном соединении индуктивностей результирующая индуктивность уменьшается. В пределе образуется объемный резонатор (рис. 10-29,*б*), электромагнитное поле которого заключено в его внутреннем пространстве.

Благодаря отсутствию потерь на излучение, крепящих изоляторов и большой поверхности резонаторов их добротность достигает нескольких тысяч.

Чтобы электронный поток мог проходить сквозь резонатор, его центральная часть выполняется не сплошной, а в виде двух сеток (рис. 10-29,*б*).

Если в резонаторе существуют электрические колебания, то проходящий поток электронов в течение половины периода испытывает ускоряющее действие электрического поля между сетками резонатора, а во вторую половину периода — тормозящее. Поэтому по выходе из резонатора электронный поток оказывается модулированным по скорости: одни электроны двигаются со скоростями, больши-

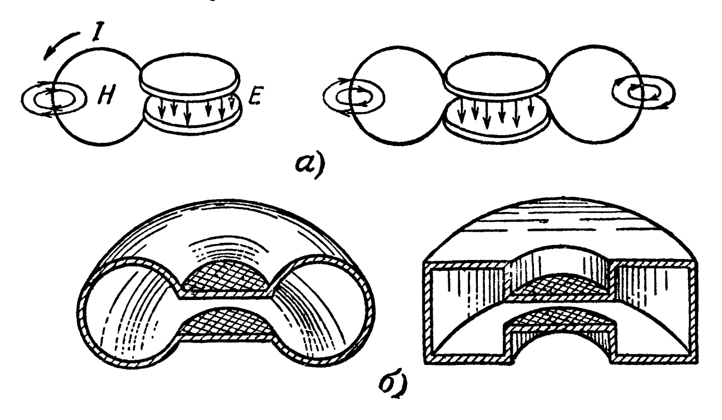


Рис. 10-29. Резонаторы для генераторов сантиметровых волн.
а — переход от длинноволнового контура к резонатору; *б* — конструкции резонаторов.

ми среднего значения, а другие — с меньшими. В результате этого замедленные электроны будут постепенно отставать, а ускоренные догонять их.

На некотором расстоянии от резонатора, зависящем от амплитуды напряжения между его сетками и скорости электронов до резонатора, в движущемся потоке образуются сгустки и разрежения электронов. По мере дальнейшего движения разность скоростей электронов приводит к размыванию сгустков и разрежений и их повторному образованию.

В месте формирования первых сгустков и разрежений устанавливается второй резонатор, аналогичный первому. Если в нем существуют электрические колебания и фаза их такова, что сгустки проходят второй резонатор, когда поле между сетками имеет тормозящий характер, а разрежения проходят в ускоряющем поле, то контур будет полу-

чать энергии больше, чем отдавать электронному потоку. Избыточная энергия может быть передана во внешнюю нагрузку.

За вторым резонатором, называемым улавливателем, устанавливается положительно заряженный электрод (коллектор), собирающий «отработанные» электроны.

Возбуждение колебаний в системе происходит при всяком нарушении электрического равновесия, например при включении источников питания. Первоначальные слабые колебания в первом резонаторе, называемом группирователем, создают скоростную модуляцию электронного потока. Как и в обычном триоде, энергия, затрачиваемая на управление электронным потоком, невелика.

Неоднородный поток электронов, проходя через второй резонатор, наводит в нем переменный ток. Часть энергии высокочастотных колебаний передается из него в первый контур по коаксиальной линии обратной связи. Длина линии подбирается так, чтобы подводимое напряжение находилось в фазе с напряжением первоначально возникших колебаний и усиливало их .

Амплитуда колебаний постепенно нарастает, улучшая группировку электронного потока в сгустки и разрежения.

Нарастание колебаний в схеме прекращается вследствие того, что увеличение напряжения и токов приводит к увеличению потерь в резонаторах и после некоторого предела к ухудшению группировки электронов в месте расположения улавливателя.

Рассмотренные явления в генераторе, где как бы создаются волны электронов и улавливается их энергия, поясняют происхождение названия прибора «клистрон», что в переводе означает морской прибой.

Клистроны могут использоваться и для усиления электрических колебаний. В этом случае линия обратной связи отсутствует, а усиливаемое напряжение подводится к группирователю от внешнего источника.

К недостаткам двухрезонаторных клистронов следует отнести некоторую сложность конструкции, невозможность работы в диапазоне частот и довольно низкий к. п. д., имеющий порядок 20%.

Сравнительно низкий к. п. д. двухконтурных клистронов объясняется недостаточной группировкой электронов, в результате чего сгустки получаются растянутыми, и лишь небольшая часть электронов проходит через сетки улавливателя в благоприятной для взаимодействия фазе. Поэто-

му в современных мощных клистронах между группирователем и улавливателем ставят дополнительный ни с чем не связанный резонатор. Частично сгруппировавшийся поток возбуждает в нем интенсивные колебания. При определенном выборе настройки и положения этого дополнительного резонатора обратное воздействие высокочастотного поля его сеток на пролетающий электронный поток приводит к улучшению группировки в пространстве взаимодействия улавливателя.

В настоящее время созданы многорезонаторные клистроны, к. п. д. которых имеет порядок 60—70%. Помимо высокого к. п. д., многоконтурные клистроны обладают очень большим коэффициентом усиления по мощности. Поэтому они могут использоваться не только в качестве автогенераторов, но и в качестве мощных усилителей колебаний сверхвысоких частот. Их недостатками являются значительная сложность конструкции и невозможность работать в диапазоне частот.

Значительно более простым и дешевым прибором является отражательный клистрон (рис. 10-30), изобретенный в 1939 г. В. Ф. Коваленко. В нем отсутствует второй резонатор, а вместо положительно заряженного коллектора устанавливается электрод, на который подается отрицательный потенциал относительно катода. Поэтому он выполняет функцию отражателя электронов.

Пройдя резонатор, в котором возникают при всяком нарушении электрического равновесия электрические колебания, электронный поток оказывается промодулированным по скорости.

Миновав резонатор, электроны попадают в тормозящее поле отражателя. На некотором расстоянии от него они будут остановлены и начнут двигаться в обратном направлении. При этом электроны, ускоренные в резонаторе, будут подходить к отражателю ближе, чем замедленные. Поэтому при обратном движении на некотором расстоянии от отражателя электронный поток будет собираться в сгустки и разрежения.

Это можно объяснить на примере простой механической аналогии. Если бросить вверх один камень с большой скоростью, а немного погодя второй камень с меньшей скоростью, то они могут упасть на землю одновременно.

Можно так подобрать напряжение на отражателе и расстояние до него, что эти сгустки и разрежения будут образовываться в области резонатора и проходить резона-

тор в обратном направлении в моменты времени, благоприятные для передачи ему энергии, т. е. сгустки будут попадать в тормозящее, а разрежения — в ускоряющее поле.

Вследствие того что энергия, потребляемая от резонатора на группировку электронов, невелика, а энергия элек-

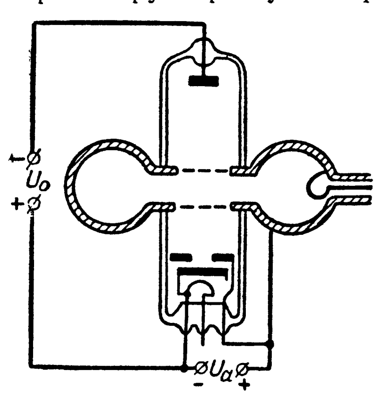


Рис. 10-30. Отражательный клистрон.

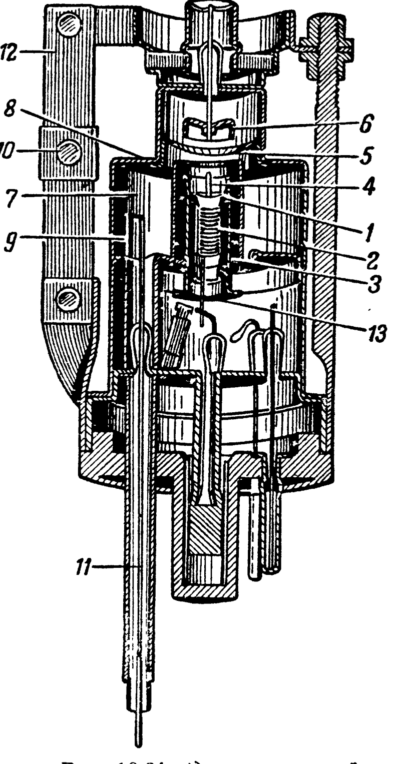


Рис. 10-31. Отражательный клистрон на волну 3 *см*.

1 — катод; *2* — подогреватель; *3* — фокусирующий электрод; *4* — ускоряющая сетка; *5* — сетки резонатора; *6* — отражатель; *7* — резонатор; *8* — гибкая диафрагма; *9* — петля связи; *10* — винт механической перестройки; *11* — коаксиальный вывод энергии; *12* — тяга; *13* — стойка.

тронов в сгустках значительна, образуется избыточная энергия, которая отводится с помощью элемента связи к полезной нагрузке.

Рост амплитуды колебаний в генераторе ограничен ростом потерь, пропорциональных квадрату амплитуды напряжения в резонаторе, и ухудшением группировки возвращающихся электронов в области резонатора при увеличении напряжения на резонаторе выше некоторого предела.

Отражательный клистрон обладает весьма низким к. п. д., обычно не превышающим 2—3%, и не может использоваться для генерирования сколько-нибудь значительной мощности.

Интересным свойством отражательных клистронов является возможность изменения его рабочей частоты в значительных пределах до 10—15% путем изменения напряжения на отражателе. Проходя через резонатор, сгусток электронов наводит в его стенках ток, первая гармоника которого имеет в общем случае некоторый сдвиг по фазе относительно переменного напряжения на резонаторе. Наличие этого сдвига по фазе можно представить как результат расстраивающего действия некоторого реактивного сопротивления, подключенного параллельно резонатору. При изменении напряжения на отражателе сгустки и разрежения несколько деформируются и начнут возвращаться к резонатору несколько раньше или позже, в результате чего сдвиг по фазе первой гармоники наведенного тока относительно напряжения на резонаторе будет изменяться. Следовательно, будет изменяться и кажущееся реактивное сопротивление, шунтирующее резонатор, и его собственная частота. При этом частота генерируемых колебаний несколько изменит свое значение.

Одноконтурные клистроны нашли широкое применение в радиоприемных устройствах сантиметрового диапазона и в различного рода измерительной аппаратуре.

На рис. 10-31 изображены типовые конструкции отражательных клистронов на волны в 10 и 3 *см*.

10-6. МАГНЕТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Исключительное значение для развития техники сверхвысоких частот имело изобретение в 1939 г. двумя советскими физиками Алексеевым и Маляровым нового электронного прибора — многокамерного магнетрона.

Многорезонаторный магнетрон представляет собой вакуумный прибор (рис. 10-32,*а*), имеющий массивный цилиндрический катод *1*, окруженный сплошным медным тором *2* (цилиндр, высота которого меньше диаметра основания), в котором высверлены резонаторы специальной формы *3*.

Этот медный тор играет роль анода и имеет высокий положительный потенциал относительно катода. Резонаторы имеют конструкцию, которая может быть представлена выполненной в виде широкой согнутой ленты (рис. 10-32,*б*). Ее плоские части как бы образуют конденсатор контура, а согнутая в дугу часть — виток индуктивности. Благодаря большой ширине ленты добротность таких резонаторов оказывается очень высокой.

Один из резонаторов связывается с помощью витка 4 и коаксиального вывода 5 с полезной нагрузкой. Вся система зажимается между полюсами магнита так, чтобы магнитное поле H было направлено перпендикулярно направлению электрического поля E (рис. 10-32,*а*).

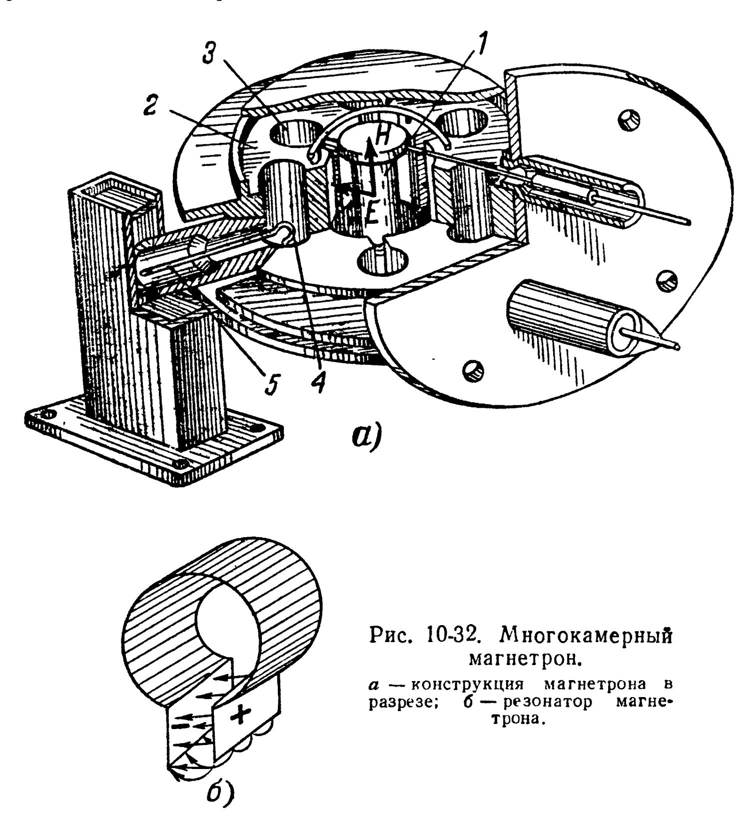


Рис. 10-32. Многокамерный магнетрон.

а — конструкция магнетрона в разрезе; *б* — резонатор магнетрона.

Под действием поля анода электроны с катода двигаются по направлению к аноду. Однако это движение оказывается весьма сложным из-за наличия магнитного поля.

Из курса физики читателю известно, что на проводник с током в магнитном поле действует сила, направление которой перпендикулярно направлению тока (т. е. вектору скорости электронов) и направлению магнитного поля. Эта сила возникает благодаря взаимодействию постоянного магнитного поля и магнитного поля, образующегося вокруг движущихся электронов, и направлена в ту сторону,

где магнитные поля имеют противоположные направления, т. е. туда, где происходит ослабление результирующего поля (направление силовых линий магнитного поля тока определяется согласно правилу буравчика).

В результате действия этой силы электрон, вылетевший из точки *1* плоского катода *К* (рис. 10-33), отклоняется вправо, и траектория его движения искривляется (магнитное поле считаем направленным перпендикулярно плоскости чертежа, от нас). В точке *2* вектор скорости электрона направлен под острым углом к катоду. В этой точке на-

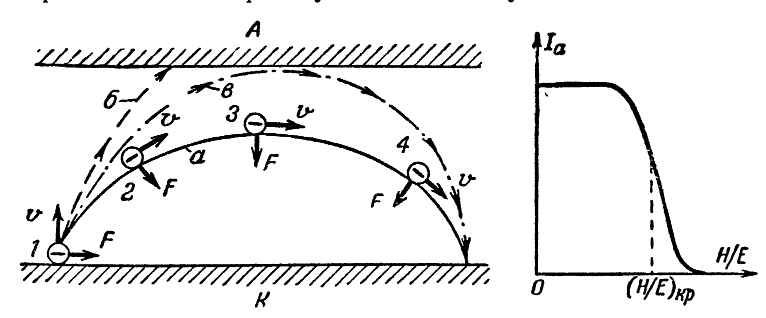


Рис. 10-33. Траектории движения электронов, летящих под действием электрического и магнитного поля в плоском магнетроне.

Рис. 10-34. Зависимость анодного тока магнетрона от соотношения электрического и магнитного полей.

правление силы взаимодействия полей, перпендикулярное направлению вектора скорости электрона и магнитному полю, направлено уже в сторону катода. Постепенно искривление траектории движения под влиянием этой дополнительной силы может привести к тому, что электрон не достигнет анода *А*, а возвратится на катод (кривая *а* на рис. 10-33).

Отклоняющее действие скажется меньше при большей напряженности электрического поля, заставляющей электроны двигаться прямолинейно в сторону анода, по сравнению с напряженностью магнитного поля, создающего отклоняющую силу (кривая *б* на рис. 10-33).

Отношение напряженностей полей, при котором электроны перестают достигать анода и возвращаются на катод, называют критическим (кривая *в* на рис. 10-33). При меньшем значении напряженности магнитного поля все электроны достигают анода, при большем — все возвращаются на катод.

Поскольку всегда существует некоторый разброс в начальных скоростях электронов, эта граница для всего тока магнетрона оказывается несколько сглаженной, что хорошо видно из характеристики магнетрона, приведенной на рис. 10-34.

То же самое происходит в цилиндрической конструкции магнетрона: в зависимости от соотношения напряженности электрического и магнитного полей траектории электронов в той или иной степени искривляются, и электроны либо попадают на анод, либо, не достигнув его, возвращаются на катод (рис. 10-35).

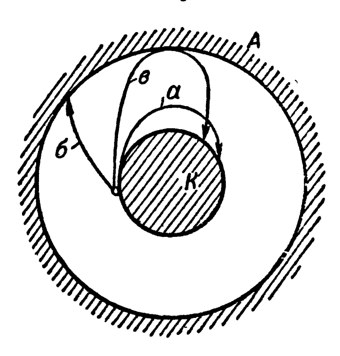


Рис. 10-35. Траектория движения электронов в цилиндрическом магнетроне.

Несколько иначе протекают явления в плоском магнетроне, если, кроме постоянного напряжения, между анодом и катодом существует еще некоторое переменное напряжение высокой частоты.

Предположим, что отношение между постоянными полями равно критической величине. Тогда электроны, вылетевшие с катода в начале той половины периода, когда переменное напряжение вычитается из анодного напряжения, т. е. когда отношение напряженностей полей больше критического значения, возвращаются обратно на катод (траектория *I* на рис. 10-36,*а*); электроны, вылетевшие несколько позже, не успеют возвратиться до наступления

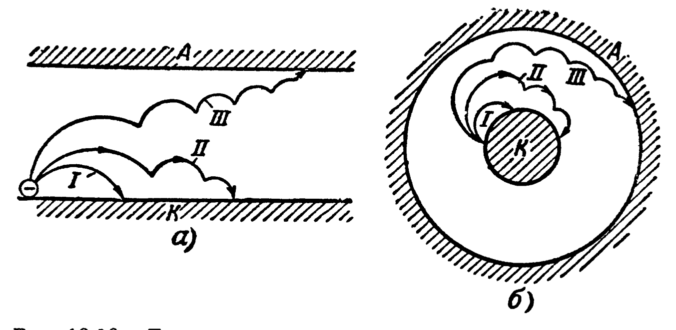


Рис. 10-36. Траектории движения электронов в магнетроне при наличии переменной составляющей электрического поля.

а — в плоском магнетроне; *б* — в цилиндрическом магнетроне.

положительного полупериода, когда создаются условия для попадания их на анод. Поэтому направление их движения изменится, и они вновь станут приближаться к аноду (траектория *II*). Если они не успеют достигнуть его до наступления следующего отрицательного полупериода напряжения, то движение к аноду сменится возвратным движением. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока электрон не попадет либо на анод, либо на катод (траектории *II* или *III*).

По какой из траекторий электрон будет двигаться, зависит от того, какая фаза переменного напряжения существует в момент его вылета с катода.

Аналогичная картина наблюдается при цилиндрической конструкции магнетрона (рис. 10-36,*б*).

Электроны, движущиеся по траекториям типа II и III, образуют электронное облако, вращающееся в пространстве между анодом и катодом. Часть электронов из этого облака попадает на анод, часть на катод.

Колебательная система многорезонаторного магнетрона представляет собой n связанных резонаторов. Связь между резонаторами осуществляется через емкости резонаторов друг относительно друга и через их емкости на катод. Кроме того, резонаторы связаны между собой с помощью наведенного на поверхности анода тока, который обтекает их в направлении вращения электронного облака, и за счет части магнитного поля, охватывающего соседние резонаторы.

При нарушении электрического равновесия в колебательной системе магнетрона возникают колебания. Между параллельными плоскостями резонаторов появляется разность потенциалов высокой частоты. Их электрическое поле частично охватывает пространство между катодом и анодом (рис. 10-37). В этом пространстве поле имеет радиальную составляющую $E_р$, направленную с одной стороны резонатора к катоду, а с другой стороны резонатора — к аноду, и тангенциальную составляющую $E_т$, направленную вдоль поверхности анода.

Напряженность магнитного поля устанавливается близкой к критическому значению, поэтому электронный поток проходит вблизи от поверхности анода.

Электроны, проходящие около резонаторов в тормозящем поле, отдают им часть своей энергии. Радиальная составляющая электрического поля резонатора, с одной стороны, усиливает, а с другой стороны, ослабляет основное

поле магнетрона. Ослабление электрического поля, естественно, уменьшает, а усиление — увеличивает скорость электронов, движущихся под действием магнитного поля параллельно поверхности анодного блока. Поэтому электроны слева от плоскости AA' ускоряются, а справа — замедляются, и электронный поток фокусируется — собирается в сгустки и разрежения, вращающиеся подобно спицам колеса вокруг катода (рис. 10-38).

Скорость движения электронов, а следовательно, и скорость вращения электронного облака пропорциональна ве-

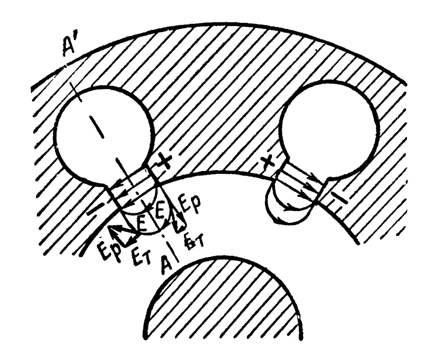


Рис. 10-37. Взаимодействие электронного потока с полем резонатора.

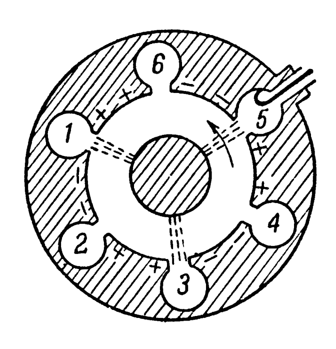


Рис. 10-38. Форма электронного облака в магнетроне.

личине анодного напряжения. Его можно установить таким, что сгусток электронного облака, проходивший в первый момент резонатор *1* (рис. 10-38) в максимальном тормозящем поле, подойдет к резонатору *2*, когда в результате происходящих в резонаторе электрических колебаний поле там станет также максимально тормозящим. Одновременно проходившее в начальный момент ускоряющее поле резонатора *2* разрежение подойдет к следующему резонатору *3*, когда там тоже установится максимальное ускоряющее поле. То же произойдет и около других резонаторов. При этом колебательная система получает больше энергии, чем отдает электронному потоку. Амплитуда колебаний в системе постепенно нарастает до некоторого установившегося значения, которое определяется тем, что дальнейшее увеличение напряжения на резонаторах приводит к ухудшению группировки электронного потока.

Поскольку резонаторы образуют систему связанных контуров, нет надобности в отводе энергии от каждого из

них. В одну из камер помещают петлю связи, переходящую в коаксиальный вывод, к которому может быть присоединен кабель или устройство, возбуждающее электромагнитные волны в волноводе.

Вследствие трудности изоляции анода он обычно находится под потенциалом земли, а на катод подают высокое отрицательное напряжение.

Многорезонаторные магнетроны сыграли огромную роль в развитии радиолокации, телеуправления, радионавигации, являясь основным видом мощного генератора дециметровых и сантиметровых волн.

Современные магнетроны работают, как правило, короткими импульсами длительностью в миллионные доли

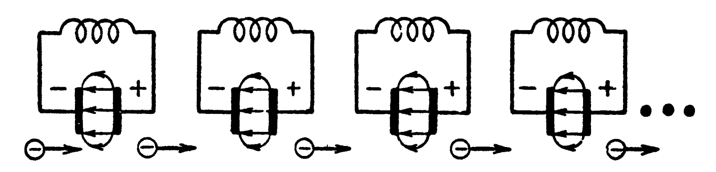


Рис. 10-39. Развернутая система резонаторов магнетрона.

секунды с интервалами, в сотни и тысячи раз более длительными. При этом они отдают в импульсе мощности, измеряемые мегаваттами при высоком к. п. д., достигающем 60—70%.

Основной недостаток магнетронов заключается в том, что они могут работать только на одной фиксированной волне. Правда, в настоящее время разработаны магнетроны, которые могут в небольших пределах (на 5—10%) изменять свою рабочую частоту, но больших перспектив в этом направлении магнетроны, очевидно, не имеют.

Поясним теперь процесс обмена энергией между электронным потоком в магнетроне и полем его резонаторов с несколько иной точки зрения, что позволит легче перейти к изучению принципа действия других электронных приборов сверхвысоких частот.

Замкнутая система связанных резонаторов анодного блока представляет для электронов вращающегося облака бесконечную систему, которая может быть развернута в ряд следующих друг за другом контуров, вдоль которых летят электроны (рис. 10-39).

Для того чтобы понять ряд явлений, происходящих в магнетронах и некоторых других генераторах СВЧ, необ-

ходимо рассмотреть вопрос о собственных частотах таких сложных многоконтурных связанных систем.

Систему из нескольких одинаковых связанных контуров в общем виде можно изобразить схемой, представленной на рис. 10-40, *а*. В ней $X_1 \dots X_n$ — эквивалентные реактивные сопротивления контуров, $X_{св1} \dots X_{св\,n}$ — реактивное сопротивление элементов связи (потерями в контурах пренебрегаем, полагая их очень малыми).

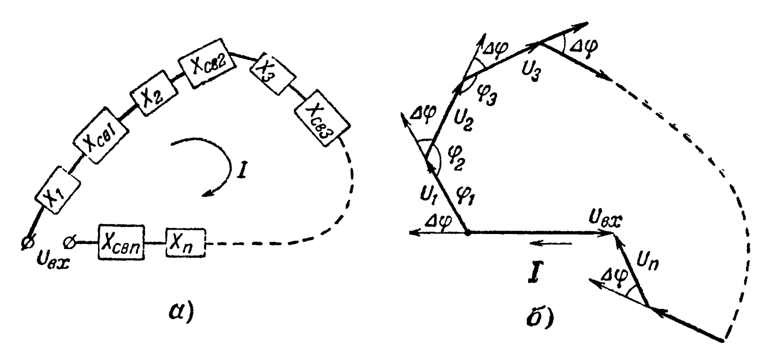


Рис. 10-40. Структурная схема системы из нескольких связанных контуров (*а*) и ее векторная диаграмма (*б*).

Если все элементы связи и контуры идентичны, то очевидно, что на резонансной частоте они должны быть расстроены, иначе не произойдет компенсации реактивных сопротивлений в схеме, т. е. резонансные частоты системы должны отличаться от собственных частот контуров. Следовательно, между напряжением и током в каждом из контуров должен существовать сдвиг фаз. Обозначим разность фаз напряжений в соседних контурах

$$\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_{i+1}. \qquad (10\text{-}20)$$

Признаком резонанса в системе является совпадение по фазе тока и напряжения в месте подключения источника. Поскольку амплитуда напряжений на всех контурах одинакова, то это возможно только в том случае, когда сумма всех фазовых сдвигов при последовательном обходе цепи равна нулю или $2\pi k$, где k — любое целое число.

Если в систему входит n контуров, то для выполнения данного условия необходимо, чтобы сдвиг фаз между напряжениями в соседних контурах был равен:

$$\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_{i+1} = 0 \quad \text{или} \quad = \frac{2\pi k}{n}. \qquad (10\text{-}21)$$

В зависимости от этого сдвига фазы, определяемого числом k, говорят о существовании в системе колебаний того или иного вида (типа).

При $\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_{i+1} = 0$ колебания во всех контурах происходят с одинаковой фазой. Поэтому этот вид колебаний называют синфазным.

Если $k = 2n$, то сдвиг фаз между колебаниями в соседних контурах согласно формуле (10-21) равен 180°. При этом говорят, что в системе возбуждаются колебания типа «π» или колебания противофазного типа.

Различный сдвиг фаз может иметь место только при работе системы на различных частотах. Следовательно, каждому типу колебаний в системе соответствует своя частота.

Сколько же различных собственных частот имеет система из n связанных контуров?

Очевидно, что их будет столько, сколько можно получить различных сдвигов фаз колебаний в соседних контурах при выполнении условия (10-21). Легко видеть, что если в формуле (10-21) брать для нахождения возможного сдвига фаз числа $k \geqslant n$, то это приводит к колебаниям с уже встречавшимися ранее (т. е. при $k < n$) сдвигами фаз. Действительно, если $k = n$, то $\varphi_i - \varphi_{i+1} = 2\pi$, т. е. снова возникают синфазные колебания. Если $k = n + 1$, то $\varphi_i - \varphi_{i+1} = 2\pi + \frac{2\pi}{n}$, т. е. сдвиг фаз получается таким же, как при $k = 1$, и т. д. Следовательно, различные типы колебаний будут при значениях $k = 0, 1, 2, \ldots, n - 1$.

Таким образом, система из n связанных контуров может иметь n собственных частот(частот связи), каждой из которых соответствует свой тип колебаний (свой сдвиг фаз между соседними контурами).

Однако в некоторых случаях это число собственных частот оказывается уменьшенным. Например, если число колебательных контуров в системе четное (такую систему принято называть симметричной), то легко видеть, что разность фаз колебаний в соседних контурах будет повторяться, когда

$$k > \frac{n}{2}.$$

На самом деле, пусть $n = 2a$, тогда разность фаз при колебаниях с номером

$$k = a + p,$$

где p — любое целое значащее число, равна:

$$\varphi_i - \varphi_{i+1} = \pi + \frac{\pi p}{a}.$$

В то же время при колебаниях с номером

$$k = a - p$$

разность фаз

$$\varphi'_i - \varphi'_{i+1} = \pi - \frac{\pi p}{a}.$$

Прибавление или вычитание целого периода не изменяет разности фаз, поэтому

$$\varphi'_i - \varphi'_{i+1} - 2\pi = -\left(\pi + \frac{\pi p}{a}\right),$$

т. е. абсолютное значение разности фаз получилось таким же, как при колебаниях типа $k+p$. Знак разности не имеет значения и определяется порядком отсчета.

Следовательно, в симметричной системе связанных контуров разные собственные частоты получаются при $k=0$, $1, 2, \ldots, \frac{n}{2}$.

Иными словами, симметричная система n связанных контуров имеет $\frac{n}{2}+1$ собственную частоту, причем при $k=0$ возникают колебания синфазного, а при $k=\frac{n}{2}$ — противофазного типа.

Вернемся к рассмотрению процесса возбуждения колебаний в магнетронах. Возбуждение той или иной частоты в магнетроне приводит к появлению определенного сдвига фаз колебаний в соседних резонаторах.

На рис. 10-41,*а* представлены графики, характеризующие величину тангенциальной составляющей электрического поля у поверхности анода в различные моменты времени при колебаниях противофазного типа. За начальный момент принят момент, когда напряжение на резонаторах достигает максимального значения.

Наибольшее значение тангенциальная составляющая имеет на уровне щели резонатора, затем она убывает; посредине расстояния между резонаторами она становится равной нулю, а затем снова возрастает, имея противоположное направление, и т. д.

Через $t = \frac{T}{8}$ напряжение на резонаторах уменьшается при сохранении противофазности.

Через время $t = \frac{T}{4}$ напряжение во всех резонаторах спадает до нуля. Затем оно снова начинает нарастать, но уже в противоположной фазе.

Полученные выше графики показывают, что в случае противофазных колебаний не происходит последовательно-

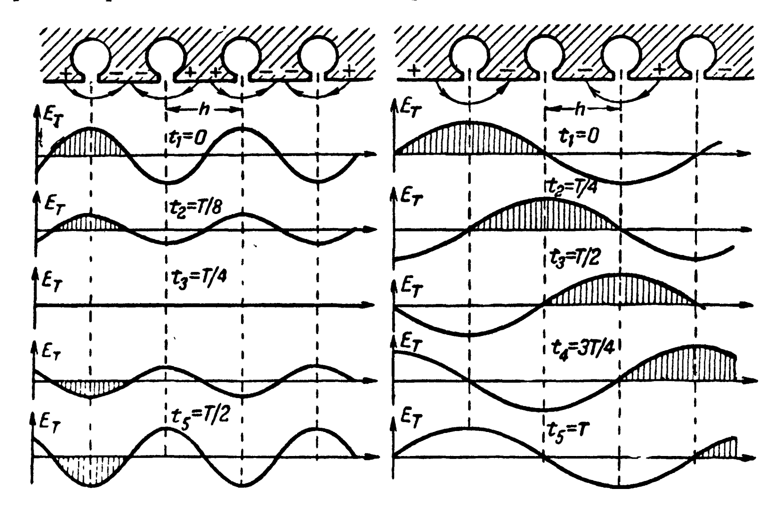


Рис. 10-41. Графики величины тангенциальной составляющей электрического поля вдоль поверхности анода в различные моменты времени.

а — при колебаниях противофазного типа; *б* — при колебаниях типа $\pi/2$.

го перехода фазы колебаний от одного резонатора к другому, т. е. в системе устанавливаются стоячие волны напряжения с фиксированными положениями узлов и пучностей.

Очевидно, что аналогичная картина наблюдается и при синфазных колебаниях. Нетрудно убедиться, что при других видах колебаний вдоль анода распространяются бегущие волны переменного электрического поля.

В качестве примера рассмотрим колебания типа $\frac{\pi}{2}$, т. е. такие, при которых разность фаз колебаний в соседних резонаторах составляет 90°.

На рис. 10-46, *б* приведены графики распределения тангенциальной составляющей электрического поля вдоль

анода в моменты времени $t=0$; $t=\frac{T}{4}$; $t=\frac{T}{2}$; $t=\frac{3T}{4}$; $t=T$, начиная с момента максимального положительного напряжения в крайнем левом резонаторе.

В начальный момент времени, когда в первом резонаторе существует максимальное положительное напряжение, во втором резонаторе напряжение будет отсутствовать, в третьем — оно будет иметь максимальное отрицательное значение и т. д. При этом максимальная напряженность поля соответствует середине щели, вправо и влево от нее она уменьшается.

Через четверть периода в первом резонаторе напряжения не будет, во втором — возникнет максимум положительного напряжения, в третьем — напряжения не будет, в четвертом — будет максимальное отрицательное напряжение и т. д.

Еще через четверть периода на первом резонаторе будет максимальное отрицательное напряжение, на втором — оно будет отсутствовать, на третьем — будет иметь максимальное положительное значение и т. д.

Рассматривая графики (рис. 10-41), нетрудно видеть, что фаза колебаний электрического поля перемещается вдоль анода с постоянной скоростью

$$v_{ф}=\frac{4h}{T}, \tag{10-22}$$

где h — расстояние между резонаторами.

Скорость перемещения фазы называется фазовой скоростью волны.

Для того, чтобы электроны наиболее эффективно взаимодействовали с электрическим полем резонаторов, нужно, чтобы они пролетали около них при наличии максимального тормозящего поля. Если это условие выполняется в начальный момент времени для электрона, пролетающего один из резонаторов, то к следующему он должен подойти при противофазных колебаниях через время, равное $\frac{T}{2}$.

Если же в системе возникли колебания другого типа, то электрон должен передвигаться вдоль анода со скоростью, равной скорости перемещения фазы бегущей волны электрического поля:

$$v_{эл}=v_{ф}. \tag{10-23}$$

Разность фаз в соседних резонаторах при колебаниях того или иного типа определяет фазовую скорость бегущей

волны. Действительно, разность фаз определяется запаздыванием бегущей волны при ее движении от одного резонатора к другому:

$$\varphi_i - \varphi_{i+1} = \omega \Delta t = \frac{2\pi}{T} \Delta t,$$

где Δt — время прохождения волной расстояния между резонаторами.

Отсюда время, за которое волна проходит от одного резонатора до соседнего,

$$\Delta t = \frac{(\varphi_i - \varphi_{i+1}) T}{2\pi}$$

и фазовая скорость волны

$$v_ф = \frac{h}{\Delta T} = \frac{2\pi h}{(\varphi_i - \varphi_{i+1}) T},$$

где h — расстояние между резонаторами.

Если учесть, что в магнетроне, как во всякой системе из n связанных контуров,

$$\varphi_i - \varphi_{i+1} = \frac{2\pi k}{n},$$

где k — номер типа колебаний $= 0, 1, 2, \ldots, n/2$, то

$$v_ф = \frac{nh}{kT}. \tag{10-24}$$

Такой же должна быть и средняя скорость движения электронов. Это правило называется условием синхронизма. При противофазном типе колебаний скорость электронов должна быть равна:

$$v_ф = \frac{2h}{T}. \tag{10-25}$$

Поскольку при колебаниях других типов $k < \frac{n}{2}$, то, сравнивая выражения (10-24) и (10-25), нетрудно заключить, что средняя скорость электронов в случае противофазных колебаний должна быть меньше, чем в случае работы с другими типами колебаний.

Скорость же электронов тем больше, чем выше анодное напряжение. Поэтому для возбуждения колебаний проти-

вофазного типа требуется меньшее анодное напряжение, чем для возбуждения колебаний других типов. Чем меньше анодное напряжение, тем проще конструкция и дешевле генератор. Кроме того, при работе с более низким анодным напряжением легче избежать возбуждения колебаний других типов, требующих более высокого напряжения.

Поэтому в магнетронах, как правило, используют колебания противофазного типа, при которых обмен энергией происходит между сгустками электронов и стоячей волной электрического поля резонаторов.

10-7. ЛАМПЫ С БЕГУЩЕЙ ВОЛНОЙ

При разработке электронных приборов для генерирования еще более коротких волн сталкиваются с рядом трудностей. Во-первых, уже на волнах сантиметрового диапазона размеры резонаторов исчисляются в миллиметрах, а на волнах миллиметрового диапазона они соответственно еще более уменьшаются. Столь малые резонаторы не могут запасать в себе сколько-нибудь значительного количества энергии. Для увеличения ее запаса придется неизбежно идти по пути повышения числа резонаторов. При этом задача становится технически трудно разрешимой и возникает необходимость в замене цепочки резонаторов некоторой конструктивно более простой системой, способной выполнять те же функции.

Если вспомнить эквивалентную схему длинной линии, имеющую вид цепочки контуров, то нетрудно понять, что именно она может заменить систему резонаторов.

Однако очевидно, что обычная двухпроводная или коаксиальная линии не могут использоваться в этом случае, так как их электрические поля направлены перпендикулярно проводам и электроны, которые должны двигаться вдоль них, не будут с ними взаимодействовать.

При распространении вдоль провода бегущей волны тока между отдельными участками провода создается переменная разность потенциалов. Если свить из такого провода спираль, то благодаря наличию разностей потенциалов между участками соседних витков между ними будет действовать переменное электрическое поле, бегущее вдоль спирали и действующее в направлении ее оси. При движении внутри такой спирали вдоль ее оси потока электронов возникает взаимодействие между электронами и полем бегущей волны (рис. 10-42,*а*).

Для создания электронного пучка, который проходил бы внутри спиральной линии, используется электронная пушка, состоящая из подогревного катода, цилиндрического анода с узким отверстием, в ряде случаев еще некоторых дополнительных фокусирующих электродов.

Однако для получения достаточно большой мощности пучок должен иметь высокую плотность, но тогда силы расталкивания в нем будут весьма значительными, что при большом пути приведет к неизбежной расфокусировке луча. Поэтому требуется создание дополнительного фокусирующего устройства. Им служит цилиндрический соленоид, обтекаемый постоянным током, который располагается вокруг спирали.

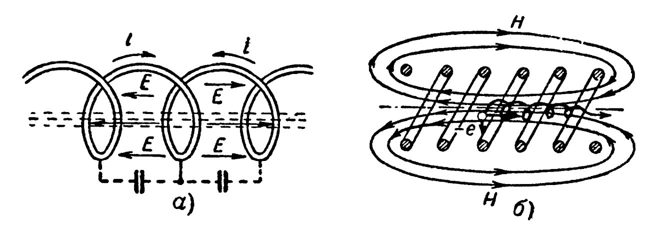


Рис. 10-42. Спиральная линия (*а*) и фокусирующее действие соленоида (*б*).

Магнитное поле соленоида направлено вдоль оси системы. В том случае, если под действием сил отталкивания электрон начнет двигаться от оси спирали, на него начнет действовать отклоняющая сила, направленная по правилу «правой руки». Она изменит направление его движения. Если проследить последовательно изменение направления движения электрона и действие на него поля катушки, то окажется, что он по сложной винтообразной траектории будет приближаться к оси системы (рис. 10-42,*б*). Иными словами, катушка будет фокусировать электронный поток в виде узкого луча.

Использование длинной линии вместо цепочки резонаторов позволяет расширить рабочий диапазон генераторов, причем это может быть достигнуто не в режиме стоячих волн, когда линия представляет собой настроенную систему, а в режиме бегущих волн. Если согласование на конце линии не будет нарушаться при изменении рабочей частоты, то условия обмена энергией электронного потока с волной также не будут изменяться, и генератор будет обладать диапазонными свойствами.

Условием оптимального взаимодействия электронов с бегущей волной является, как было показано выше, равенство их средней скорости фазовой скорости волны. Если бы линия была выполнена из прямолинейного провода, то фазовая скорость была бы близка к скорости света и заставить двигаться электроны с такой скоростью было бы практически невозможно.

Благодаря тому, что линия свивается в спираль, фазовая скорость распространения электромагнитной волны в направлении движения электронного потока значительно уменьшается. Это явление можно объяснить тем, что скру-

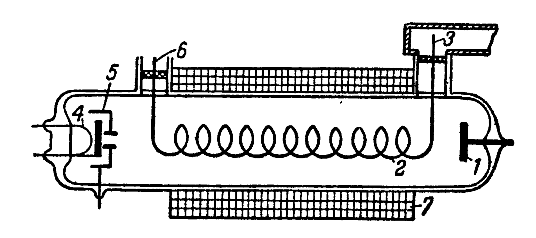


Рис. 10-43. Конструкция лампы с бегущей волной.

чивание провода линии увеличивает ее погонную индуктивность и емкость, а это приводит к уменьшению фазовой скорости распространения электромагнитных волн вдоль нее.

Грубо это же можно объяснить как результат увеличения пути для электромагнитной волны, обегающей провод, свитый в спираль. В соответствии с данным назначением линии ее часто называют замедляющей системой.

Нагрузкой линии может служить небольшой вибратор *3*, возбуждающий электромагнитные волны в волноводе (рис. 10-43). Обычно пределы рабочего диапазона определяются изменением входного сопротивления вибратора, что приводит к нарушению согласования на конце линии.

Кроме того, при изменении частоты фазовая скорость волны в некоторых пределах изменяется. Это можно понять, если вспомнить эквивалентную схему линии, которая представляет собой бесконечную последовательность связанных контуров. Ранее было показано, что фазовая скорость распространения волн вдоль такой системы зависит от частоты собственных колебаний. Поэтому изменение ча-

стоты постепенно приводит к нарушению условия синхронизма.

Очевидно, что для восстановления условия синхронизма необходимо изменить среднюю скорость движения электронов, что достигается соответствующим изменением напряжения на коллекторе *1* по отношению к катоду *4* (рис. 10-43) и, следовательно, между рабочей частотой и коллекторным напряжением существует вполне определенная зависимость.

При самовозбуждении генератора возникшее в результате какого-либо нарушения электрического равновесия переменное электрическое поле в начале замедляющей линии модулирует поток электронов по скорости. На некотором расстоянии образуются разрежения и сгустки, которые отдают часть своей энергии бегущей волне линии.

Процесс обмена энергией между электронным потоком и полем бегущей вдоль линии волны принципиально ничем не отличается от такого же процесса в магнетроне. Однако обратная связь в магнетроне осуществляется естественным образом за счет того, что волна, пройдя какой-то резонатор, где возникли первоначально слабые колебания, возвращается к нему, имея бо́льшую интенсивность, и увеличивает колебания в нем, пока они не достигнут некоторого установившегося значения. В лампе же бегущей волны волна не возвращается назад, поэтому для создания самовозбуждения необходимо часть энергии с выхода лампы подвести по коаксиальной или волноводной линии обратной связи к ее входу.

В лампе возбуждаются колебания той частоты, для которой выполняются условия синхронизма, зависящие от напряжения на аноде и коллекторе. Это позволяет осуществлять путем их изменения электронную настройку в пределах 10% от средней рабочей частоты. Если лампа работает в качестве усилителя, то к началу замедляющей линии *2* подводится усиливаемое (возбуждающее) напряжение по волноводу или с помощью коаксиальной линии связи *6*. Около катода располагается фокусирующий электрод *5*. Снаружи на лампу надевают соленоид *7*.

Лампы бегущей волны используются в качестве усилителей высокой частоты в радиоприемных устройствах СВЧ и в качестве мощных диапазонных генераторов. Они эффективно работают на волнах дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов.

10-8. ЛАМПЫ С ОБРАТНОЙ ВОЛНОЙ

Основная трудность, которая встречается при разработке ламп с бегущей волной, заключается в необходимости выполнения условий синхронизма. Даже применение замедляющей системы не избавляет от необходимости использования высоких напряжений, необходимых для движения электронов со скоростью волны, бегущей вдоль линии.

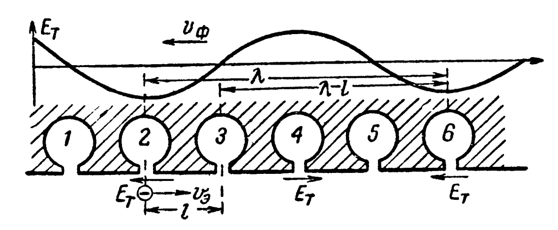


Рис 10-44. Движение электрона навстречу бегущей волны.

При встречном движении потока и волны скорость движения электронов, необходимая для наилучшего обмена энергией между ними, получается значительно меньшей.

Пусть в начальный момент времени электрон сгустка находился в максимальном тормозящем поле резонатора *2*, принадлежащего замедляющей системе из связанных контуров (рис. 10-44). Если в результате запаздывания волны на пути l, равном расстоянию между резонаторами, разность фаз колебаний в соседних резонаторах

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi l}{Tv} = \frac{2\pi t}{T},$$

то время прохождения волной расстояния l

$$t = \frac{\Delta\varphi T}{2\pi}$$

и фазовая скорость волны

$$v_ф = \frac{2\pi l}{T\Delta\varphi}. \qquad (10\text{-}26)$$

Для наилучшего взаимодействия потока с волной необходимо, чтобы электроны сгустка подошли ко второму резонатору тогда, когда там также будет максимальное тормозящее поле. Это условие будет выполнено, если за время прохождения электроном расстояния l следующий макси-

мум тормозящего поля пройдет путь $\lambda - l$. Следовательно, время, за которое электрон должен проходить расстояние между резонаторами,

$$t = \frac{\lambda - l}{v_{ф}} = \frac{(\lambda - l)\,T\Delta\varphi}{2\pi l}, \qquad (10\text{-}27)$$

а его средняя скорость должна быть равна:

$$v_{э} = \frac{l}{t} = \frac{2\pi l^2}{(\lambda - l)\,T\Delta\varphi}, \qquad (10\text{-}28)$$

или

$$v_{э} = \frac{l}{t} = \frac{l}{\lambda - l}\,v_{ф}. \qquad (10\text{-}29)$$

Следовательно, средняя скорость электронов должна быть во столько раз меньше фазовой скорости волны, во сколько раз расстояние между резонаторами l меньше разности длины волны и этого расстояния. Поскольку скорость электронов пропорциональна фазовой скорости волны, то использование цепочек связанных резонаторов или линий, уменьшающих фазовую скорость, остается необходимым и

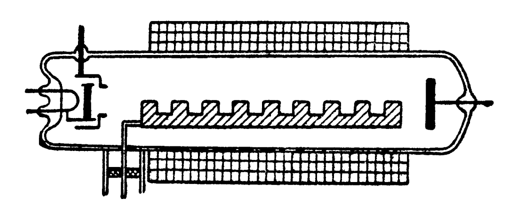


Рис. 10-45. Лампа с обратной волной.

здесь. Электронные приборы, в которых используется взаимодействие потока электронов с движущейся навстречу волной переменного электрического поля, называются лампами с обратной волной.

В отличие от ламп с бегущей волной, вывод энергии производится у них не с конца линии, а в ее начале (рис. 10-45), куда идущая навстречу электронному потоку волна приносит наибольшую энергию.

Для того чтобы в замедляющей системе не могли возбуждаться волны, движущиеся в том же направлении, что и электронный поток, на конце ставится поглощающее устройство.

Замедляющая система часто выполняется в виде системы связанных прямоугольных резонаторов, образующих

нечто вроде гребенки. Эту систему можно также рассматривать как длинную линию, сжатую в виде гармоники. Вдоль нее сделаны продольные распилы для пропускания электронного потока.

Электронная пушка, коллектор и магнитная фокусирующая система такие же, как в лампах бегущей волны.

Процесс возбуждения колебаний в системе можно представить следующим образом:

При любом нарушении электрического равновесия в лампе вдоль замедляющей системы в обе стороны начнут распространяться возмущения, представляющие собой бесконечное множество затухающих волн различных частот. Волны, идущие вдоль потока, будут восприняты поглотителем и обратно не пойдут, а одна из волн, движущихся в обратном направлении, для которой выполняется условие оптимального взаимодействия с электронным потоком, будет постепенно усиливаться. Создаваемые ею в начале линии сгустки электронов увеличивают энергию волны на всем пути электронов в лампе.

Установление стационарных колебаний произойдет за счет возрастания потерь в системе с увеличением амплитуды колебаний (в том числе и за счет увеличения отдаваемой мощности) и достижения амплитудных соотношений, при которых создается оптимальная группировка потока.

Из сказанного следует, что частота возбуждаемых колебаний зависит от постоянного ускоряющего напряжения, определяющего среднюю скорость движения электронов. Поскольку абсолютная величина напряжения на коллекторе в этой лампе значительно меньше, чем в лампе с бегущей волной, то одинаковое изменение напряжения создает в этой лампе значительно бóльшие изменения рабочей частоты.

Опыт показывает, что электронная настройка частоты в лампе обратной волны позволяет перекрывать чрезвычайно широкий рабочий диапазон порядка 50% от средней частоты генератора.

10-9. ГЕНЕРАТОРЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Плоскостные полупроводниковые триоды аналогично электронным лампам позволяют получить большой коэффициент усиления по напряжению, и поэтому схемы генераторов с плоскостными полупроводниковыми триодами аналогичны схемам автогенераторов на электронных лампах.

У полупроводниковых точечных триодов коэффициент усиления по току больше единицы, что позволяет создать новые схемы автогенераторов.

При составлении схемы автогенератора на плоскостном триоде в обычной схеме автогенератора на электронной лампе следует подключить вместо анода, сетки и катода лампы соответственно коллектор, основание и эмиттер полупроводникового триода.

На рис. 10-46 приведены схемы трех классических автогенераторов с трансформаторной, автотрансформаторной и

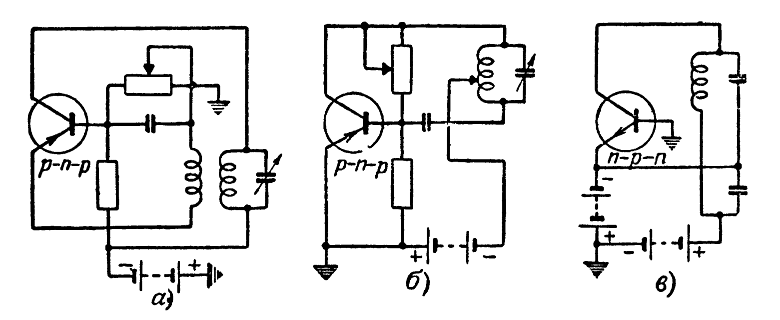


Рис. 10-46. Автогенераторы на плоскостных полупроводниковых триодах.

а — схема с трансформаторной обратной связью; *б* — схема с автотрансформаторной обратной связью; *в* — схема с емкостной обратной связью.

емкостной обратной связью, построенные на полупроводниковых триодах. Сравнивая их со схемами аналогичных генераторов, построенных на вакуумных триодах (рис. 10-9, 10-12 и 10-13), видно, что отличие существует только в системе питания электродов, которое осуществляется либо путем включения двух низковольтных источников постоянного напряжения между электродами (рис. 10-46,*в*) или с помощью одного источника и делителя напряжения из двух сопротивлений (рис. 10-46,*а* и *б*). Полярность источников зависит от типа триода. На рис. 10-46,*а* и *б* изображено включение источников для триода типа *p—n—p*, а на рис. 10-46,*в* для триода типа *n — p — n*.

Так как у полупроводниковых точечных триодов ток коллектора превышает ток эмиттера, то можно получить положительную обратную связь при включении контура или активного сопротивления в цепь основания. В этом случае через него протекает в противоположных направлениях ток коллектора и эмиттера (рис. 10-47).

Если вследствие нарушения электрического равновесия в контуре возникают слабые электрические колебания, то напряжение контура, приложенное между основанием и эмиттером, создает в цепи эмиттера и коллектора переменные токи. Первая гармоника тока эмиттера совпадает по фазе с напряжением на контуре, т. е. при максимальном положительном потенциале в точке контура, соединенной с основанием, ток имеет максимальное значение. Следовательно, контур отдает энергию в цепь эмиттера.

Наоборот, ток коллектора, проходя по контуру в противоположном направлении, отдает энергию контуру.

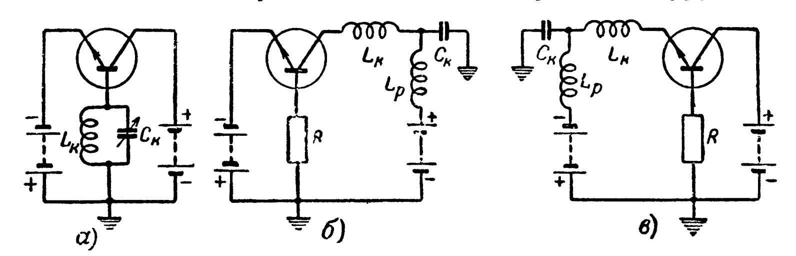


Рис. 10-47. Автогенераторы на точечных полупроводниковых триодах.

Благодаря тому, что ток коллектора больше тока эмиттера, мощность, отдаваемая контуру, будет превышать мощность потерь, колебания в нем будут нарастать до тех пор, пока увеличение потерь и переход в нелинейный режим не приведут к равенству подводимой и расходуемой мощности и установлению стационарных колебаний.

В этих схемах обратная связь осуществляется в результате прохождения выходного тока по активному сопротивлению ($R_э$ — контура), включенному во входную цепь.

Величина обратной связи, как следует из приведенного рассмотрения, зависит от разности токов эмиттера и коллектора и может регулироваться путем включения в их цепи активных сопротивлений, которые бы изменяли величину токов.

Вместо контура в цепь основания можно включить активное сопротивление, которое будет служить элементом обратной связи, а колебательный контур поставить в цепь эмиттера или коллектора (рис. 10-47, *б* и *в*). При этом используются последовательные колебательные контуры $L_к$, $C_к$, сопротивление которых при резонансе минимально,

что обеспечивает получение достаточно большого тока коллектора, а следовательно, и сильной обратной связи. Для того чтобы цепь источника не шунтировала элементы контура, ставится разделительный дроссель $L_р$.

В схеме рис. 10-47,*б* нарушение равновесия в контуре приводит к появлению переменного тока в цепи коллектора, который, проходя через сопротивление R, включенное в цепь основания, создает на нем переменное напряжение. Оно, в свою очередь, приложено к участку эмиттер — основание триода и создает прохождение переменных токов в его цепях. На аналогичных принципах могут быть составлены двухконтурные и другие более сложные схемы автогенераторов на полупроводниковых триодах.

10-10. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ С РЕАКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ ОДНОГО ЗНАКА

Синусоидальные колебания возникают в цепях, содержащих реактивные элементы разных знаков: индуктивности и емкости. Как было показано в гл. 2, в цепях, содержащих активные сопротивления и реактивные сопротивления одного знака, нарушение электрического равновесия приводит к протеканию резко несинусоидальных токов. Однако это вовсе не означает, что в автоколебательной системе, содержащей активные сопротивления и реактивные сопротивления одного знака, невозможно выделить синусоидальные колебания. Вспомним, что несинусоидальные токи могут быть представлены как сумма бесконечного множества гармонических (синусоидальных) составляющих различных частот. Для возбуждения в системе колебаний только одной частоты нужно составить схему таким образом, чтобы условия самовозбуждения выполнялись только для одной из гармоник. Проще всего этого можно добиться, составив цепь обратной связи так, чтобы условия самовозбуждения по фазе выполнялись только для одной частоты.

Для того чтобы превратить усилитель на сопротивлении (рис. 10-48,*а*) в автогенератор, нужно усиленное напряжение с анодной нагрузки подавать на сетку в противофазе с переменной составляющей анодного напряжения. С помощью цепочки из активного сопротивления и конденсатора можно получить сдвиг фазы не более чем на 90°. Практически обычно получают сдвиг фазы порядка 60°. Поэтому для получения сдвига фазы на 180° в цепь обратной связи приходится включать последовательно три цепочки

из активных сопротивлений и конденсаторов (рис. 10-48,*б*). С последней цепочки напряжение подается на управляющую сетку лампы.

Сдвиг фаз, создаваемый в каждой секции и всей цепочкой в целом, зависит от ее параметров и рабочей частоты. Поэтому нужный сдвиг фаз получается только на одной частоте, на других частотах он получается отличным от

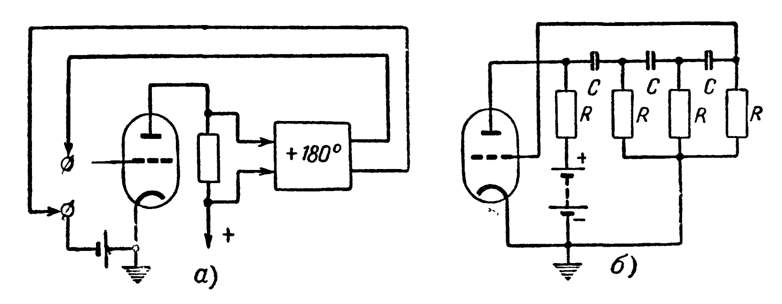


Рис. 10-48. Автогенераторы с реактивными элементами одного знака.

а — преобразование усилителя на сопротивлении в автогенератор; *б* — автогенератор типа RC.

180°, и колебания других частот в схеме возбуждаться не могут.

В рассмотренной схеме частота генерируемых колебаний

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6}RC}. \qquad (10\text{-}30)$$

Частоту в генераторах данного типа при одном и том же конденсаторе переменной емкости можно изменять в значительно бóльших пределах, чем в генераторе с колебательными контурами, где она изменяется обратно пропорционально корню из емкости. Это является большим преимуществом генераторов типа RC. Например, если конденсатор переменной емкости имеет коэффициент перекрытия

$$k_C = \frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{мин}}} = 4,$$

то в генераторе типа RC частоту можно изменять в 4 раза, а в генераторе типа LC — только в 2 раза.

Достоинством данных схем являются также малый вес, габариты и стоимость деталей, что особенно заметно проявляется на низких частотах, где дроссели со стальным сердечником становятся весьма громоздкими и дорогими.

В настоящее время разработаны и используются весьма разнообразные схемы генераторов синусоидальных колебаний типа RC.

Аналогично можно создать и генераторы типа LR, но они по сравнению с рассмотренными генераторами имеют бо́льший вес, габариты и меньшую стабильность частоты. Поэтому практического распространения они не получили.

10-11. ЗАТЯГИВАНИЕ ЧАСТОТЫ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

В первый период развития ламповой радиотехники радиопередающие устройства строились преимущественно по однокаскадной схеме: они состояли из автогенератора, связанного непосредственно с цепью антенны. Для передачи в антенну максимальной мощности старались устанавливать возможно более сильную связь между генератором и антенной. При этом обнаружили, что при настройке антенного контура колебания срывались или настройка генератора становилась неоднозначной, т. е. генерируемая частота зависела от того, как производилась настройка.

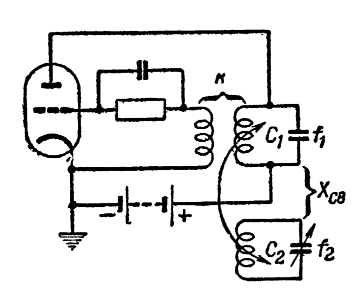


Рис. 10-49. Автогенератор с двумя связанными контурами, один из которых не входит в цепь обратной связи.

Разберем причину этого явления. Если заменить антенну эквивалентным контуром, то из схемы генератора (рис. 10-49) будет видно, что его нагрузкой является система из двух связанных контуров. Предположим, что контур, включенный непосредственно в анодную цепь лампы, настроен на фиксированную частоту f_1, а частота внешнего контура изменяется с помощью переменного конденсатора C_2.

Частота генерируемых колебаний совпадает с резонансной частотой колебательной системы генератора, собственные частоты которой определяются частотами связи двух связанных контуров. Эти частоты изменяются в зависимости от величины связи и расстройки их друг относительно друга (см. гл. 3).

В первый момент включения генератора возбудятся слабые колебания обеих частот. Однако наличие колебаний одной частоты в схеме затрудняет возбуждение в ней колебаний других частот. Это объясняется тем, что все автоге-

нераторы работают в нелинейном режиме, т. е. в области с переменным значением крутизны, поэтому средняя крутизна лампы при наличии колебаний оказывается всегда меньше значения ее статической крутизны. Из общих же условий самовозбуждения известно, что чем меньше средняя крутизна лампы, тем больше должен быть коэффициент обратной связи, при котором возможно возбуждение новой частоты. Кроме того, наличие колебаний одной частоты приводит к появлению тормозящего поля в лампе совершенно не в те моменты времени, когда электроны могут передавать наиболее эффективно энергию контуру на другой частоте. Поэтому быстро нарастающие колебания той частоты, на которой потери в системе меньше, ухудшают условия возбуждения колебаний на второй частоте, и последние быстро затухают.

Рассмотрим явления, которые происходят в генераторе при перестройке внешнего контура.

Перестройка его приводит к изменению частот связи, одна из которых лежит ниже, а вторая выше частоты обоих контуров. Если частота внешнего контура ниже частоты анодного контура, то передача энергии из анодного контура во внешнюю цепь на нижней частоте связи больше, чем на верхней. Поэтому в генераторе возбуждаются колебания на верхней частоте связи, на которой потери меньше.

Когда частота внешнего контура выше частоты анодного контура, он расстроен относительно верхней частоты связи меньше, чем относительно нижней частоты связи. Поэтому потери в анодном контуре на передачу энергии во внешнюю цепь больше на верхней частоте связи, и в генераторе возбуждаются колебания на нижней частоте связи. Из рис. 10-50,*а* видно, что когда $f_2 < f_1$, возрастание частоты f_2 приводит к уменьшению расстройки внешнего контура относительно рабочей частоты и увеличению тока I_2 во внешнем контуре. При $f_2 > f_1$ увеличение f_2 приводит к увеличению расстройки внешнего контура относительно нижней частоты связи, которая возбуждается в генераторе, и уменьшению тока во внешнем контуре.

Если связь анодного контура с внешним достаточно сильная, то при малых расстройках последнего относительно генерируемой частоты, когда переход энергии во внешнюю цепь особенно интенсивен и вследствие этого эквивалентное сопротивление анодного контура сильно уменьшено, установленной величины обратной связи [см. формулу (10-11)] может нехватить для поддержания самовозбуждения, и колебания сорвутся. Явления, протекающие в гене-

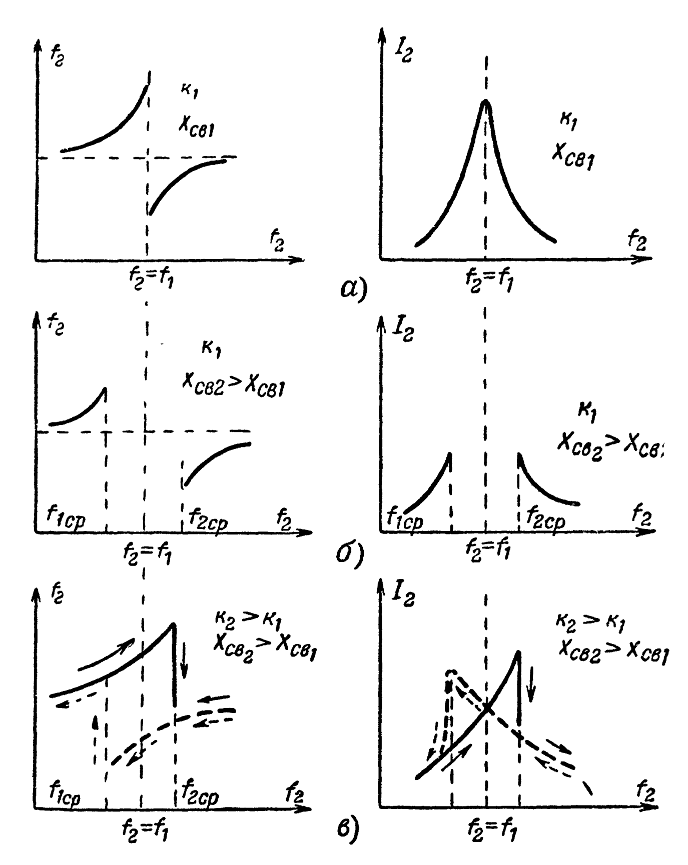


Рис. 10-50. Графики, поясняющие явление затягивания частоты.

раторе в этом случае, иллюстрируются графиками на рис. 10-50,*б*.

Очевидно что срыв колебаний можно устранить увеличением обратной связи. Явления в генераторе при увеличении частоты внешнего контура будут протекать тогда следующим образом. В области $f_2 \leqslant f_1$ возбуждаются колебания на верхней частоте связи. Несмотря на создание с точки зрения потерь в схеме более благоприятных условий для возбуждения колебаний на нижней частоте связи, они при переходе через частоту f_1 до $f_{2ср}$ еще не возбуждаются, так как наличие колебаний верхней частоты при

большой обратной связи препятствует их возникновению. Только на частоте $f_2 = f_{2ср}$ создавшиеся значительно более благоприятные условия для возбуждения колебаний на нижней частоте связи приводят к резкому изменению частоты колебаний (рис. 10-50,*в*). До скачкообразного изменения частоты увеличивающийся отсос энергии во внешний контур приводит к росту тока в нем.

Естественно, что при уменьшении частоты внешнего контура наблюдается затягивание генерации на нижней частоте связи (пунктир на рис. 10-50,*в*).

Таким образом, образуется область настроек внешнего контура $f_{ср1} \div f_{ср2}$, внутри которой рабочая частота генератора зависит от того, каким образом производится его настройка.

С этим неприятным явлением можно столкнуться при использовании однокаскадных передатчиков, которые применяются во многих импульсных радиоустройствах. В многокаскадных передатчиках автогенератор также всегда связан с последующими каскадами, поэтому попытка увеличить связь с ними сверх некоторого предела может привести к возникновению затягивания. В некоторых устройствах явление затягивания специально используется.

Следует обратить внимание на то, что затягивание частоты возможно только в таких генераторах, где один из контуров играет роль «внешнего» контура, т. е. энергия из него не передается обратно в цепь автогенератора и для генератора является энергией потерь.

В двухконтурных схемах с общим анодом, катодом или сеткой второй контур входит в цепь обратной связи, энергия, передаваемая ему, идет в значительной мере на возбуждение автогенератора и не является в чистом виде энергией потерь. В таких схемах явление затягивания может наблюдаться в том случае, когда контур, определяющий частоту генерируемых колебаний, сильно связан с внешней цепью.

10-12. ЗАХВАТЫВАНИЕ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

Если автогенератор, генерирующий колебания частоты $\omega_{г0}$, подвергнуть воздействию внешней э. д. с., достаточно большой амплитуды с частотой $\omega_в$, мало отличающейся от частоты $\omega_{г0}$, то частота автогенератора может измениться и после переходного процесса стать равной частоте внешней э. д. с. Это явление получило название захватывания или

полного увлечения частоты. Иногда захватывание называют также принудительной синхронизацией. При заданной интенсивности внешнего сигнала оно наблюдается в некоторой области частот, лежащих близко к частоте собственных колебаний автогенератора, которая называется полосой захватывания. При несколько большей разности частот наблюдается лишь частичное изменение частоты автогенератора. Это явление называют частичным захватыванием (или увлечением) частоты. Начиная с некоторых расстроек, внешнее воздействие не приводит к изменению рабочей частоты автогенератора.

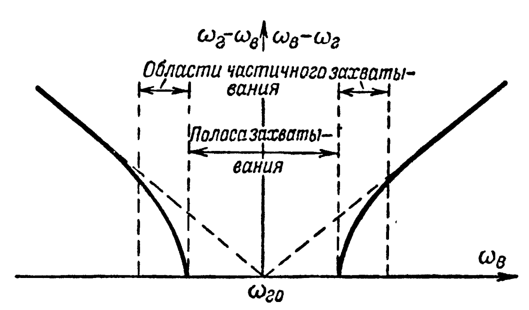


Рис. 10-51. График, поясняющий явление захватывания частоты.

На рис. 10-51 приведен график изменения разности рабочей частоты генератора и частоты внешней вынуждающей силы в зависимости от ее частоты. В полосе захватывания эта разность равна нулю, в области частичного захватывания она отлична от нуля и вне ее разность нарастает линейно, поскольку $\omega_г$ перестает изменяться.

Это явление можно объяснить следующим образом. На какую бы цепь автогенератора ни воздействовала внешняя э. д. с., на сетке лампы благодаря наличию обратной связи появится переменная э. д. с. с частотой внешнего источника. Если эта частота сравнительно мало отличается от частоты автогенератора, а амплитуда наведенных колебаний сравнима с амплитудой напряжения на сетке автогенератора, в сеточной цепи возникнут биения колебаний этих двух частот. Если в некоторый момент времени максимальные положительные значения обеих величин совпадают (рис. 10-52), то они складываются и амплитуда результирующего колебания равна сумме их амплитуд. Через пе-

риод одна из величин снова достигнет максимального значения, а вторая величина в этот момент не будет иметь максимального значения, и поэтому их сумма будет меньше, чем в первом случае.

От периода к периоду сдвиг фаз между колебаниями будет расти, и амплитуда результирующего колебания уменьшается. Когда сдвиг фаз превысит 120°, колебания начнут ослаблять друг друга, а при сдвиге фаз в 180° амплитуда результирующего колебания достигнет разности амплитуд обоих колебаний.

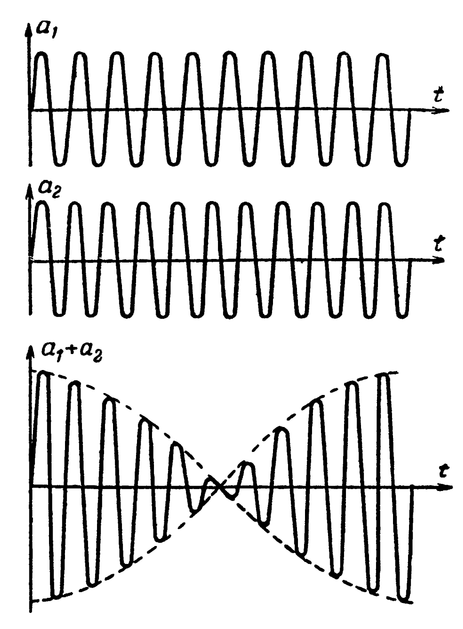


Рис. 10-52. График, поясняющий явление биений.

Дальнейшее увеличение сдвига фаз приводит к появлению и постепенному нарастанию амплитуды результирующего колебания. Когда сдвиг фаз достигнет 360°, амплитуды колебаний будут вновь складываться.

Таким образом, в результате сложения двух колебаний разных частот возникают новые колебания с периодически нарастающей и убывающей амплитудой.

Для определения частоты результирующих колебаний и периода изменения их амплитуды рассмотрим данное явление математически. Если в цепи происходит сложение двух высокочастотных колебаний с одинаковой амплитудой:

$$a_1(t) = A \sin 2\pi f_1 t$$

и

$$a_2(t) = A \sin 2\pi f_2 t,$$

то в результате их сложения получим:

$$a_1(t) + a_2(t) = A(\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t).$$

Используя известную тригонометрическую формулу преобразования суммы двух синусоидальных величин в произведение

$$\sin\alpha + \sin\beta = 2\cos\frac{\alpha-\beta}{2}\cdot\sin\frac{\alpha+\beta}{2},$$

получим:

$$a_1(t) + a_2(t) = 2A\cos 2\pi\frac{f_1-f_2}{2}t\cdot\sin 2\pi\frac{f_1+f_2}{2}t. \quad (10\text{-}31)$$

Если частота f_1 близка к частоте f_2, то частота первого сомножителя мала и его можно рассматривать как переменную амплитуду высокочастотного колебания, имеющего частоту $\frac{f_1+f_2}{2}$.

Таким образом, в результате биений двух высокочастотных колебаний возникают новые высокочастотные колебания с частотой, равной среднему значению их частот

$$f = \frac{f_1+f_2}{2} \quad (10\text{-}32)$$

и переменной амплитудой, максимальные значения которой повторяются с частотой, равной разности их частот

$$F = f_1 - f_2. \quad (10\text{-}33)$$

Уравнение колебаний биений показывает, что при переходе амплитуды через нуль фаза высокочастотных колебаний меняется на обратную, поскольку $\cos\frac{f_1-f_2}{2}t$ изменяет свой знак.

В тех случаях, когда амплитуда колебаний разных частот A_1 и A_2 неодинакова, амплитуда результирующего колебания изменяется от максимального значения $A_1 + A_2$, когда фазы колебаний совпадают, до минимального значения $A_1 - A_2$, когда разность фаз достигает π.

Период изменения амплитуды в этом случае легко определить из следующих соображений. Если в начальный момент времени фазы колебаний совпадали, то новое совпадение фаз произойдет через время T, за которое одна из величин совершит n, а вторая $n+1$ колебание

$$T = nT_1 = (n+1)T_2.$$

Отсюда можно определить период изменения амплитуды результирующего колебания

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}}$$

или частоту изменения амплитуды

$$F = \frac{1}{T} = f_1 - f_2,$$

которая равна разности частот складываемых колебаний.

Вернемся к изучению явления захватывания частоты в автогенераторе. Из проведенного рассмотрения следует, что в результате биений напряжений автогенератора и внешней э. д. с. амплитуда результирующих колебаний будет изменяться с частотой $\omega_{г.о} - \omega_в$, а их частота будет равна

$$\omega'_р = \frac{\omega_{г\,о} + \omega_в}{2}.$$

Поскольку частоты $\omega_г$ и $\omega_в$ близки друг к другу, их разность получается во много раз меньше частоты результирующих колебаний. Поэтому, рассматривая явления в течение малых промежутков времени (порядка нескольких периодов колебаний), можно изменение их амплитуды не учитывать.

Анодный ток лампы определяется в основном напряжением на управляющей сетке, поэтому он также станет изменяться с частотой $\omega'_р$. Проходя через анодный контур, он будет создавать на нем падение напряжения новой частоты $\omega'_р$.

Нетрудно видеть, что если $\omega_в > \omega_{г.о}$, то новая частота, являющаяся средней частотой между $\omega_в$ и $\omega_{г.о}$, будет больше $\omega_{г.о}$, но меньше $\omega_в$, т. е. генерируемая частота возрастет.

Новая частота $\omega'_р$ создаст биения с внешней э. д. с. и даст колебания с частотой

$$\omega''_р = \frac{\omega'_р + \omega_в}{2},$$

которая будет более высокой, чем $\omega'_р$, но более низкой,

чем $\omega_в$ (рис. 10-53), и частота в схеме возрастет еще больше.

Данный процесс нарастания частоты будет происходить весьма быстро дальше, пока после некоторого n-го цикла частота генерируемых колебаний почти точно не совпадет с частотой внешнего источника $\omega_р^{(n)} = \omega_в$.

После этого изменение частоты прекратится. То же самое происходит и в том случае, когда частота внешней э. д с. меньше частоты генератора, но в этом случае частота генератора будет уменьшаться, пока не совпадет с частотой внешнего источника. График, построенный на

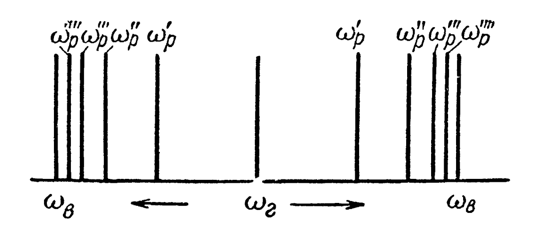


Рис. 10-53. График, поясняющий изменение частоты автогенератора в процессе захватывания.

рис. 10-53, следует понимать условно, как результат измерений мгновенных значений частоты в отдельные моменты времени. В действительности процесс изменения частоты протекает непрерывно.

Чем больше отличается частота внешнего источника от собственной частоты автогенератора, тем больше расстройка анодного контура относительно вынужденной частоты.

Начиная с некоторой расстройки, условия возбуждения внешней частоты $\omega_в$ в схеме не выполняются, и явление захватывания исчезает.

Однако это не означает, что влияние внешнего источника полностью прекращается. Рассмотренный выше процесс постепенного приближения частоты генерируемых колебаний к частоте внешнего источника остановится на известной стадии, и в схеме установится некоторая промежуточная частота $\omega_р^{(k)} = \frac{\omega_р^{(k-1)} + \omega_в}{2}$, для которой условия самовозбуждения будут более благоприятны, чем для следующей частоты биений

Эта промежуточная частота будет тем ближе к частоте внешнего источника, чем меньше он расстроен относительно начальной частоты генератора.

Данное явление получило название частичного захватывания или увлечения частоты. Оно наблюдается в некоторой области расстроек, за которой явление частичного захватывания прекращается, как это изображено на рис. 10-53.

Захватывание частоты используется в целом ряде радиотехнических устройств. Например, для синхронизации генератора от другого более стабильного генератора, для выделения и усиления нужной частоты при действии в цепи э. д. с. многих частот, для целей умножения частоты путем синхронизации генератора высшими гармониками возбуждающей э. д. с. и т. д.

10-13. ГЕНЕРАТОРЫ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Для передачи той или иной информации, для одновременного запуска различных устройств, последовательного срабатывания различных цепей через определенные промежутки времени и для других целей в современных радиотехнических устройствах широко используются генераторы электрических колебаний самой различной несинусоидальной формы. Такие колебания получили название релаксационных.

Простейшей схемой генератора релаксационных колебаний является схема на неоновой лампе (рис. 10-54,*а*). В ней к источнику постоянного тока через сопротивление *R* присоединена неоновая лампочка *Н*, параллельно которой включен конденсатор *С*. Начиная с момента включения, конденсатор заряжается от источника через сопротивление *R*.

Когда напряжение на нем достигает потенциала зажигания неоновой лампочки, в ней возникает ионный разряд, ее внутреннее сопротивление становится весьма малым (оно измеряется обычно сотнями ом), и конденсатор начинает разряжаться через лампу.

Разряд продолжается до тех пор, пока напряжение на конденсаторе не упадет до потенциала гашения, который лежит ниже потенциала зажигания. Сопротивление *R* ограничивает ток, протекающий от батареи, и не дает возможности поддерживать разряд в лампе; поэтому она гаснет, и конденсатор начинает снова заряжаться от источника через сопротивление *R*.

Процесс заряда и разряда конденсатора через сопротивление происходит по экспоненциальному закону (см. гл. 2). При заряде конденсатора через большое сопротивление R процесс нарастания напряжения происходит медленно, а разряд через малое внутреннее сопротивление лампы протекает во много раз быстрее.

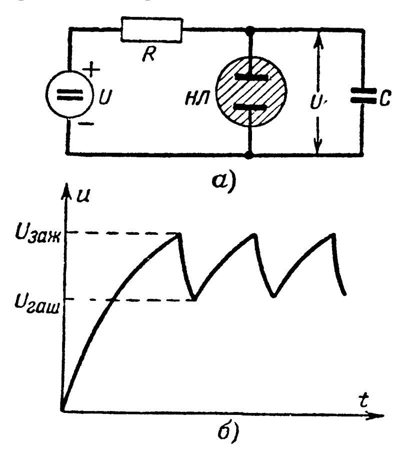


Рис. 10-54. Генератор релаксационных колебаний на неоновой лампе.

а — схема; *б* — изменение напряжения на конденсаторе.

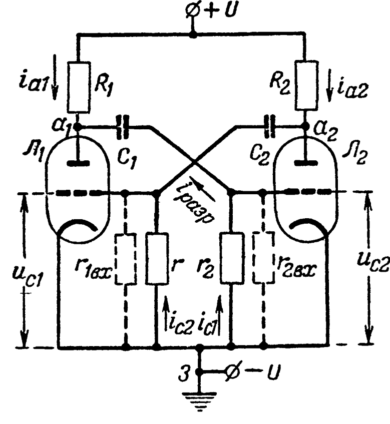


Рис. 10-55. Схема мультивибратора.

На рис. 10-54,*б* приведен график изменения напряжения на конденсаторе, имеющего пилообразный характер.

Несмотря на свою простоту, генератор данного типа используется сравнительно редко из-за нестабильности потенциалов зажигания и гашения неоновой лампы, которые зависят от температуры, освещения, предыдущего состояния и других случайных причин, а также вследствие малой амплитуды колебаний, равной:

$$\Delta U = U_з - U_г,$$

где $U_з$ — напряжение зажигания неоновой лампы;

$U_г$ — напряжение гашения неоновой лампы.

Более стабильные генераторы несинусоидальных колебаний могут быть получены при использовании электронных ламп.

В схеме релаксационного генератора, называемого мультивибратором (рис. 10-55) используются два триода,

Процесс возбуждения колебаний в схеме может быть описан следующим образом. Пусть в некоторый момент времени в схеме существует состояние электрического равновесия, т. е. в соответствующих целях обоих плеч схемы протекают одинаковые токи. Сколько-нибудь длительно это состояние существовать не может вследствие ничтожных случайных изменений электронного потока в лампах.

Предположим, что в какой-то момент времени t_0 анодный ток лампы $Л_1$ немного возрастает, тогда падение напряжения на сопротивлении R_1 увеличивается. Сумма же напряжений на сопротивлении R_1 и лампе $Л_1$ всегда остается постоянной и равной напряжению источника питания:

$$U_{R1} + U_{a1} = U,$$

где U_{R1} — падение напряжения на сопротивлении R_1;

U_{a1} — анодное напряжение лампы $Л_1$.

Следовательно, если U_{R1} увеличилось, то U_{a1} должно уменьшиться, для чего конденсатор C_1 должен частично разрядиться. Его разрядный ток проходит по сопротивлению r_2, стоящему в цепи сетки лампы $Л_2$, снизу вверх и увеличивает отрицательный потенциал сетки этой лампы по отношению к ее катоду. Это приводит к уменьшению анодного тока лампы $Л_2$.

В свою очередь, уменьшение анодного тока лампы $Л_2$ приводит к уменьшению падения напряжения на сопротивлении R_2. Поэтому конденсатор C_2 начинает заряжаться. Его зарядный ток, проходя сверху вниз по сопротивлению r, повышает потенциал сетки лампы $Л_1$ относительно ее катода, что способствует дальнейшему нарастанию анодного тока первой лампы. Нужно заметить, что появление положительного напряжения на сетке лампы $Л_1$ создает значительный сеточный ток. Поэтому конденсатор C_2 заряжается также через участок сетка — катод лампы $Л_1$. Очевидно, что наличие положительной обратной связи приведет к чрезвычайно быстрому возрастанию тока лампы $Л_1$ и убыванию тока лампы $Л_2$.

Первая стадия процесса закончится полным запиранием лампы $Л_2$ и прохождением максимального тока через лампу $Л_1$.

Однако такое состояние схемы сохраняется недолго: конденсатор C_1 разряжается через лампу, и уменьшение разрядного тока приводит к постепенному возрастанию напряжения на сетке лампы $Л_2$. В некоторый момент времени

напряжение на ней превысит напряжение запирания, и в ее анодной цепи возникнет ток, вследствие чего появится падение напряжения на сопротивлении R_2, и анодное напряжение на лампе $Л_2$ начнет уменьшаться. В результате этого конденсатор C_2 начнет разряжаться через сопротивление r, уменьшая напряжение на сетке лампы $Л_1$, что, в свою очередь, приводит к уменьшению анодного тока лампы $Л_1$ и увеличению напряжения на ее аноде. Конденсатор C_1 начинает заряжаться через сопротивление r_2, увеличивая напряжение на сетке лампы $Л_2$ в результате чего лампа в еще большей степени открывается. Таким образом, происходит лавинообразное нарастание тока в лампе $Л_2$ и убывание в лампе $Л_1$.

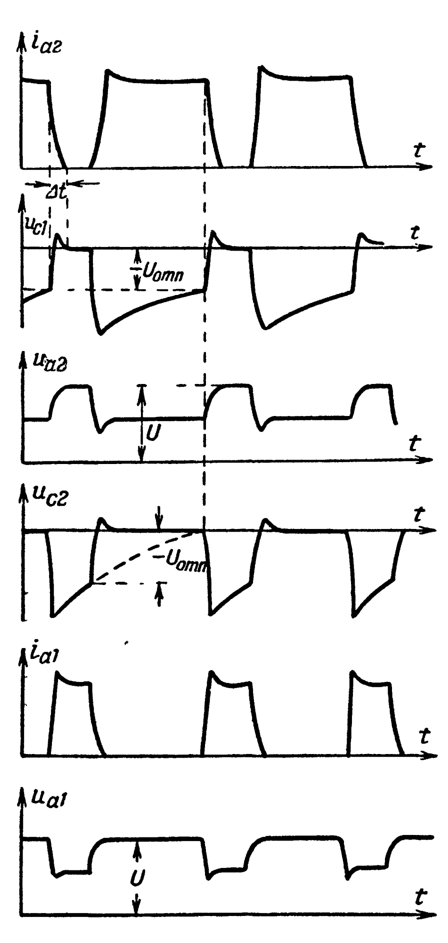


Рис. 10-56. Колебания в схеме мультивибратора.

Схема, как говорят, опрокидывается; то, что происходило сначала в лампе $Л_1$, теперь происходит в лампе $Л_2$, и наоборот.

В дальнейшем описанный выше процесс будет повторяться, и схема будет создавать периодическую последовательность релаксационных колебаний. Определим, какую форму будут иметь колебания в различных цепях генератора.

В момент времени, когда лампа $Л_2$ закрыта, конденсатор C_2 еще не кончит заряжаться, поскольку скачок тока в лампе происходит чрезвычайно быстро, а постоянная времени цепи заряда, определяемая емкостью конденсатора C_2 и сопротивлениями R_2 и r, имеет

большую величину (рис. 10-56). Следует только учесть, что последнее сопротивление сильно уменьшено входным сопротивлением открытой лампы $Л_1$. В момент, когда напряжение сетки лампы максимально, ее сеточный ток велик, а входное сопротивление мало.

Сопротивления R_1 и R_2 в анодной цепи ламп ставятся не очень большими. Поэтому заряд конденсатора C_2 заканчивается через небольшой отрезок времени Δt после начала запирания лампы. За это время анодное напряжение на лампе $Л_2$ достигает максимального значения, равного напряжению источника U, а напряжение сетки лампы $Л_1$ падает до нуля, поскольку зарядный ток прекращается и падение напряжения на сопротивлении r исчезает.

Одновременно конденсатор C_1 вследствие полного открытия лампы $Л_1$ и увеличения падения напряжения на R_1 начнет разряжаться через лампу и сопротивление r_2. Последнее сопротивление выбирается весьма большим, поэтому процесс разряда протекает сравнительно медленно.

Поскольку разрядный ток максимален в первый момент, а в дальнейшем спадает по экспоненциальному закону, то соответственным образом будет изменяться и напряжение на сопротивлении r_2, т. е. напряжение в цепи сетки лампы $Л_2$.

Анодный ток лампы $Л_1$ быстро нарастает до максимума, а затем несколько уменьшается по экспоненциальному закону за счет спадания напряжения сетки до нуля и в дальнейшем до опрокидывания схемы больше не изменяется.

Соответственно этому изменяется анодное напряжение на лампе, равное

$$u_{a1} = U - i_{a1}R_1.$$

В тот момент, когда напряжение на сетке лампы $Л_2$ вследствие уменьшения разрядного тока конденсатора C_1 возрастает до напряжения отпирания лампы $-U_{отп}$, она резко открывается, а лампа $Л_1$, наоборот, запирается, и все процессы в схеме протекают аналогично описанным выше, но в обратном направлении.

В момент запирания лампы $Л_1$ потенциал сетки лампы $Л_2$ резко возрастает за счет напряжения, созданного током разряда конденсатора C_1 на сопротивлении r_2, а затем постепенно спадает до нуля по мере его прекращения.

Зарядный ток конденсатора C_2 создает на сопротивлении r большое отрицательное напряжение в момент опро-

кидывания схемы. По мере спада зарядного тока сеточное напряжение возрастает, и когда оно превысит напряжение отпирания лампы $U_{отп}$, произойдет новый скачок и процессы повторятся снова.

В промежутке между скачками анодные токи и напряжения ламп остаются неизменными, если не считать коротких промежутков времени, в течение которых происходят переходные процессы, следующие непосредственно за опрокидыванием схемы.

Графики, приведенные на рис. 10-56, показывают, что форма колебаний в схеме содержит резкие переходы, т. е. имеет разрывной характер. Спектр таких колебаний содержит большое количество гармоник значительной интенсивности, что и послужило причиной названия генератора мультивибратором (т. е. генератором многочисленных колебаний).

Разбор работы схемы позволяет заключить, что длительность отдельных процессов в цикле определяется постоянными времени цепи разряда и заряда конденсаторов C_1 и C_2, что дает возможность легко осуществлять их регулировку в широких пределах. Поэтому схема мультивибратора и ее многочисленные варианты получили большое распространение в импульсных радиоустройствах.

Не менее широкое распространение в схемах импульсных радиоустройств имеет блокинг-генератор, позволяющий получать чрезвычайно короткие и мощные импульсы, длительность и частота повторения которых могут изменяться сравнительно просто и в широких пределах.

На рис. 10-57 изображена одна из возможных схем блокинг-генератора. В анодную цепь лампы включена первичная обмотка трансформатора со стальным сердечником; вторичная обмотка включена в цепь управляющей сетки, в цепь которой также включена цепочка автоматического смещения, состоящая из C и R. Обмотки трансформатора включены так, что при увеличении анодного тока на конце вторичной обмотки, соединенном с сеткой, возрастает положительный потенциал. Таким образом, между анодной и сеточной цепями существует сильная положительная обратная связь.

Рассмотрим процесс возникновения колебаний в схеме. При подключении схемы к источнику питания в анодной цепи возникает ток. Увеличение его приводит к появлнию во вторичной обмотке трансформатора положительного потенциала. Этот положительный потенциал передается через

конденсатор на сетку (положительные заряды на его левой обкладке конденсатора притянут на правую обкладку отрицательные заряды, которые перейдут туда с сетки). На сетке окажется избыток положительных зарядов, что вызовет дальнейшее увеличение анодного тока и, в свою очередь, это еще больше увеличит положительный потенциал сетки и т. д. Так возникнет лавинообразное нарастание анодного тока, которое обычно длится сотые доли микросекунды.

Развитие этого процесса прекращается либо в результате достижения режима насыщения лампы, либо в результате того, что увеличение положительного потенциала сетки приводит к перераспределению электронного потока в лампе: все бо́льшая и бо́льшая его часть начинает поступать на

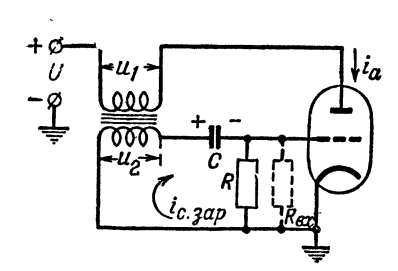


Рис. 10-57. Схема блокинг-генератора.

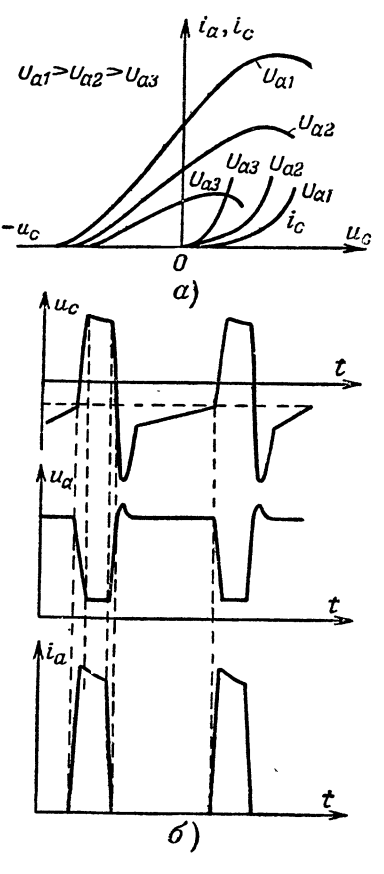


Рис. 10-58. Характеристики лампы (*а*) и графики колебаний в схеме блокинг-генератора (*б*).

сетку и меньшая на анод, и крутизна лампы уменьшается (рис. 10-58,*а*).

В некоторых случаях сеточный ток может даже превысить анодный. Он будет заряжать конденсатор *C*, во время нарастания анодного тока и небольшой отрезок времени после прекращения его увеличения.

Прекращение нарастания анодного тока приводит к исчезновению напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Поэтому напряжение сетки начинает убывать. Сначала это мало сказывается на анодном токе, поскольку рабочая точка лампы находится в области очень малой крутизны.

Однако процесс разряда конденсатора протекает очень быстро из-за большой величины сеточного тока. Поэтому через короткий промежуток времени, исчисляемый обычно микросекундами, напряжение на сетке настолько уменьшается, что анодный ток начинает заметно убывать. Уменьшение анодного тока вызывает возникновение отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора, что способствует дальнейшему уменьшению анодного тока. Происходит лавинообразный процесс спада анодного тока, заканчивающийся запиранием лампы.

Одновременно напряжение на управляющей сетке от положительных значений быстро переходит к отрицательным за счет большой амплитуды отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Резкое уменьшение анодного тока до нуля создает большой короткий импульс отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора. После его окончания начнет происходить разряд конденсатора через обмотку трансформатора и большое сопротивление R. Поскольку входное сопротивление запертой лампы очень велико (сеточных токов нет), шунтирующим действием ее можно пренебречь. Поэтому процесс разряда имеет большую длительность, и отрицательное напряжение на сетке лишь спустя относительно долгое время спадает до значения, при котором вновь появляется анодный ток в лампе и возникнет новый кратковременный импульс.

Графики процессов, происходящих в схеме (рис. 10-58,*б*), показывают, что колебания в схеме имеют вид положительных кратковременных импульсов сеточного напряжения и отрицательных импульсов анодного напряжения. Длительность импульсов определяется в основном видом статических характеристик лампы, величиной сеточных токов и емкостью конденсатора. Последний параметр легко поддается регулировке. Длительность же интервала между импульсами (т. е. частота их повторения) может при этом в широких пределах регулироваться изменением величины сопротивления R. Такая регулировка позволяет раздельно изменять длительность импульсов и частоту их следования.

ВОПРОСЫ

1. Что называют гармоническими составляющими несинусоидальных токов?

2. Чем определяется ширина спектра сигналов разной формы?

3. Какое условие должно быть выполнено, чтобы движущийся заряд отдавал энергию колебательной системе?

4. Благодаря чему в ламповом генераторе электронный поток отдает контуру больше энергии, чем получает от него?

5. Какие принято различать классы работы ламповых генераторов? Чем они отличаются друг от друга с точки зрения закона изменения анодного тока и по энергетическим соотношениям?

6. Чем отличается генератор с внешним возбуждением от генератора с самовозбуждением?

7. Почему в автогенераторах, как правило, используется цепь автоматического смещения?

8. В чем заключаются два основных условия самовозбуждения ламповых генераторов?

9. Что характеризует коэффициент обратной связи и как регулируется его величина в простейших генераторах?

10. Как следует понимать выражение, что цепь обладает отрицательным сопротивлением?

11. Почему многоконтурные генераторы возбуждаются на частотах, отличных от собственных частот входящих в них контуров?

12. В чем заключаются основные достоинства и недостатки двухконтурных генераторов?

13. Объясните принцип действия двухконтурного генератора с электронной связью.

14. Почему в автогенераторе с электронной связью возможно осуществлять умножение частоты?

15. В чем заключаются конструктивные особенности ламп и колебательных систем генераторов метровых и дециметровых волн?

16. Поясните принцип действия двухрезонаторных и отражательных клистронов.

17. Как работает многорезонаторный магнетрон?

18. Каким образом происходит обмен энергией электронов с полем замедляющей системы в лампе бегущей волны?

19. Благодаря чему в лампе обратной волны осуществляется взаимодействие электронного потока с волной, движущейся во встречном направлении?

20. Как следует переходить от схем ламповых генераторов к схемам аналогичных генераторов на полупроводниковых триодах?

21. Как построены схемы генераторов синусоидальных колебаний, содержащих реактивные сопротивления одного знака?

22. Почему в двухконтурных генераторах возможен скачок с одной рабочей частоты на другую? Когда это происходит? При каких условиях возможна неоднозначная настройка?

23. Почему при большой разности частот двух генераторов происходит только частичное захватывание частоты?

24. Опишите процессы, происходящие в цепи мультивибратора. Какую форму имеют его колебания?

25. В чем состоит отличие схемы и процессов в блокинг-генераторе от генератора синусоидальных колебаний с трансформаторной обратной связью?

ЗАДАЧИ

1. Анодный ток в лампе прекращается при напряжении сетки —10 *в*. В каких режимах будет работать генератор, если подавать на сетку напряжение смещения —15 *в*, —10 *в*, —5 *в*?

2. Контурная катушка автогенератора с емкостной обратной связью имеет индуктивность 2 *мкгн*. Определить емкости двух конденсаторов, входящих в контур, если рабочая частота должна быть равной 6 *Мгц*, а коэффициент обратной связи 0,2.

3. Двухконтурный автогенератор с общим катодом имеет следующие параметры: $L_1 = 4$ *мкгн*, $C_1 = 50$ *пф*, $L_2 = 3$ *мкгн*, $C_2 = 70$ *пф*. Коэффициент связи контуров через емкость анод — сетка лампы $k = 0{,}1$. Определить, на какой частоте возбудится генератор.

Глава одиннадцатая

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

11-1. ПОНЯТИЕ О ПРЕОБРАЗОВАНИИ КОЛЕБАНИЙ

В любом радиотехническом устройстве приходится встречаться с преобразованием электрических колебаний. Чтобы использовать высокочастотные колебания для передачи сигналов, необходимо каким-либо образом воздействовать на них, передавая их в виде раздельных посылок той или иной длительности или изменяя их амплитуду, фазу или частоту в соответствии с передаваемым сигналом.

При приеме этих колебаний необходимо на основании изменения одного из параметров высокочастотных колебаний или длительности посылок получить передаваемый сигнал.

Происходящие при этом процессы изменения формы, частоты или фазы будем в дальнейшем называть преобразованием колебаний.

Виды преобразований и типовые схемы преобразователей электрических колебаний чрезвычайно многочисленны и разнообразны. Мы рассмотрим здесь лишь наиболее важные и распространенные из них.

Преобразование электрических колебаний возможно только в цепи, содержащей нелинейный элемент (устройство, не подчиняющееся закону Ома). Действительно, если все элементы схемы подчиняются закону Ома, то при воздействии на нее некоторой э. д. с. в ней протекают токи, пропорциональные этой э. д. с. и, следовательно, никакого преобразования не происходит. Для преобразования не обязательно, чтобы весь используемый участок

вольт-амперной характеристики нелинейного элемента был нелинеен; на части его может существовать линейная зависимость между током и напряжением. Поэтому одно и то же устройство часто может играть роль как линейного, так и нелинейного элемента в зависимости от способа его использования. Например, если использовать лампу на участка *АБ* ее характеристики, идеализированной в виде ломаной линии (рис. 11-1), то она будет вести себя как линейный элемент, и указанные преобразования колебаний в ее цепи получить нельзя. Если же использовать ее на участке *ВБ*, то лампа ведет себя как нелинейный элемент и с ее помощью можно осуществлять преобразования колебаний.

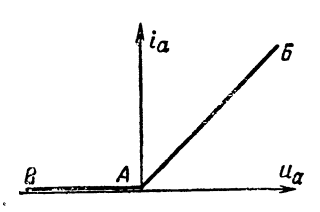


Рис. 11-1. Идеализированная характеристика лампы.

Ознакомимся сначала с одним из важнейших видов преобразований колебаний радиочастот — модуляцией. Для передачи звуковых сигналов по радио один из параметров высокочастотных колебаний: амплитуду, частоту или фазу изменяют в соответствии с передаваемым сигналом. Этот процесс называют соответственно амплитудной, частотной или фазовой модуляцией. Наиболее простым и наиболее распространенным видом модуляции является амплитудная модуляция.

11-2. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Предположим, что нужно передать простой звуковой сигнал одного тона (частоты) и постоянной амплитуды. Для этого прежде всего необходимо превратить акустические (звуковые) колебания в электрические. Задача эта обычно решается с помощью микрофона. Полученное от микрофона переменное напряжение непосредственно или после усиления подают на модулятор.

Это напряжение (рис. 11-2,*а*) подчиняется закону:

$$u_\Omega = U_\Omega \sin \Omega t, \qquad (11\text{-}1)$$

где Ω — частота звукового сигнала.

При амплитудной модуляции амплитуда высокочастотных колебаний должна изменяться в соответствии с этим законом (рис. 11-2,*б*), т. е. убывать при отрицательном по-

лупериоде напряжения сигнала и возрастать при положительном:

$$U = U_0 + U_\Omega \sin \Omega t, \qquad (11\text{-}2)$$

где U — мгновенное значение амплитуды высокочастотных колебаний;

U_0 — амплитуда высокочастотных колебаний при отсутствии модуляции, т. е. когда звуковой сигнал, воздействующий на микрофон, отсутствует;

U_Ω — максимальное отклонение амплитуды колебаний от значения U_0 при воздействии звукового сигнала на микрофон.

Выражение (11-2) часто записывают в виде:

$$U = U_0 \left(1 + \frac{U_\Omega}{U_0} \sin \Omega t\right). \qquad (11\text{-}3)$$

Относительную величину максимального изменения амплитуды высокочастотных колебаний называют коэффициентом (глубиной) модуляции

$$\frac{U_\Omega}{U_0} = m. \qquad (11\text{-}4)$$

Его обычно выражают в процентах

$$\frac{U_\Omega}{U_0} 100 = m\%.$$

Амплитуда колебаний U имеет максимальное значение при $\sin \Omega t = 1$:

$$U_{макс} = U_0 (1 + m) \qquad (11\text{-}5)$$

и минимальное — при $\sin \Omega t = -1$:

$$U_{мин} = U_0 (1 - m). \qquad (11\text{-}6)$$

Из суммы равенств (11-5) и (11-6) получим:

$$U_0 = \frac{U_{макс} + U_{мин}}{2}, \qquad (11\text{-}7)$$

а из разности—

$$m = \frac{U_{макс} - U_{мин}}{2U_0}. \qquad (11\text{-}8)$$

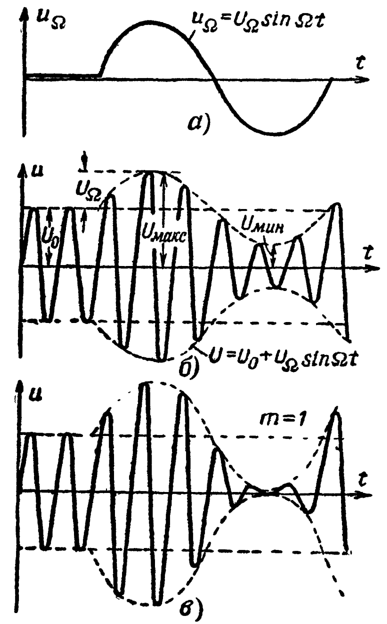


Рис. 11-2. Амплитудно-модулированные колебания.

а — модулирующее напряжение; *б* — модулированные колебания при $m < 1$; *в* — модулированные колебания при $m = 1$.

Из равенств (11-8) и (11-7) следует, что

$$m = \frac{U_{макс} - U_{мин}}{U_{макс} + U_{мин}}. \quad (11\text{-}9)$$

Очевидно, что наибольший коэффициент модуляции будет в том случае, когда амплитуда колебаний изменяется от $U_{мин} = 0$ до $U_{макс} = 2U_0$. При этом, как следует из выражения (11-9), $m = 1$ ($m = 100\%$). График колебаний для этого случая изображен на рис. 11-2,*в*.

Уравнение высокочастотных колебаний, модулированных по амплитуде, можно записать в виде:

$$u = U \sin \omega t = U_0 (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t, \quad (11\text{-}10)$$

где ω — частота высокочастотных колебаний.

Раскрыв скобки, получим:

$$u = U_0 \sin \omega t + U_0 m \sin \Omega t \cdot \sin \omega t. \quad (11\text{-}11)$$

Так как

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = \frac{\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)}{2},$$

то уравнение амплитудно-модулированных колебаний может быть представлено в виде:

$$u = U_0 \sin \omega t + \frac{U_0 m}{2} \cos(\omega - \Omega) t - \frac{U_0 m}{2} \cos(\omega + \Omega) t. \quad (11\text{-}12)$$

Следовательно, амплитудно-модулированные колебания представляют собой результат сложения трех высокочастотных колебаний. Наибольшей амплитудой обладают колебания с частотой ω, которую принято называть несущей частотой. Две другие составляющие имеют одинаковые амплитуды, не превышающие половины амплитуды колебаний несущей частоты, и частоты, лежащие ниже и выше несущей частоты и отличающиеся от нее на величину, равную частоте модулирующего сигнала. Эти частоты принято называть соответственно нижней и верхней боковыми частотами.

То, что амплитудно-модулированные колебания состоят из трех высокочастотных колебаний, обладающих постоянными амплитудами, можно также показать графически. Колебания боковых частот создают биения с разностной частотой 2Ω. Их суммарное колебание складывается с коле-

банием несущей частоты, имеющим постоянную амплитуду. При нарастании и спадании амплитуды колебания, происходящего с биениями, оно сначала увеличивает амплитуду общего суммарного колебания, а при изменении фазы на 180° (это происходит после перехода амплитуды коле-

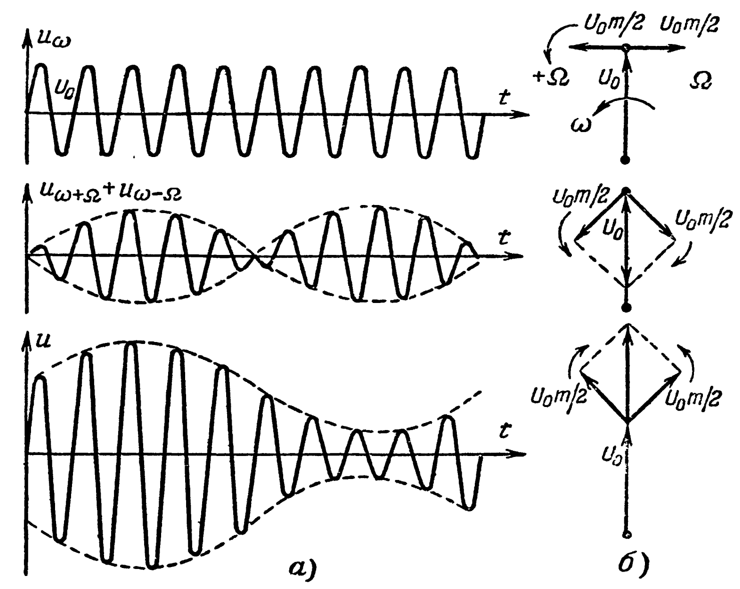


Рис. 11-3. Составляющие амплитудно-модулированных колебаний.

баний с биениями через нуль) уменьшает амплитуду общего колебания (рис. 11-3,*а*).

Этот процесс можно изобразить также в векторной форме (рис. 11-3,*б*). Если вектор колебания несущей частоты в некоторый момент времени занимает вертикальное положение, то согласно выражению (11-12), которое можно переписать в виде:

$$u = U_0 \sin \omega t + \frac{U_0 m}{2} \sin(\omega - \Omega - 90^\circ) + \\ + \frac{U_0 m}{2} \sin(\omega + \Omega + 90^\circ)\, t, \qquad (11\text{-}13)$$

вектор колебания нижней боковой частоты изобразится горизонтальным вектором, направленным вправо, а вектор колебания верхней боковой частоты — таким же вектором, направленным влево.

Поскольку вектор колебания верхней боковой частоты вращается против часовой стрелки с частотой $\omega+\Omega$, а вектор колебания несущей частоты совершает такое же движение с частотой ω, то вектор колебания верхней боковой частоты будет вращаться относительно него по часовой стрелке с угловой скоростью $+\Omega$. Вектор же колебания нижней боковой частоты по той же причине будет вращаться относительно вектора колебания несущей частоты с постоянной угловой скоростью $-\Omega$, т. е. по часовой стрелке.

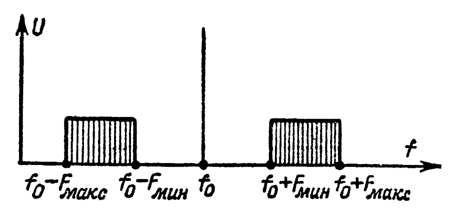


Рис. 11-4. Частотный спектр амплитудно-модулированных колебаний.

Нетрудно проследить по диаграммам (рис. 11-3,*б*), что вектор, равный сумме векторов колебаний боковых частот, в любой момент времени направлен вдоль вектора колебания несущей частоты, то уменьшая, то увеличивая его длину.

Так как для хорошего воспроизведения человеческой речи необходимо передавать полосу частот от 100 до 2 000—2 500 *гц*, а для хорошего воспроизведения музыки от 50 до 5 000—8 000 *гц*, то при модуляции на высокочастотное колебание воздействует не одно колебание низкой частоты, а целый спектр колебаний, частоты которых лежат в указанных диапазонах. В результате при передаче модулированных колебаний происходит излучение колебаний целого спектра высоких частот, границы которого определяются максимальной верхней и минимальной нижней боковыми частотами

$$f_0+F_{макс} \quad \text{и} \quad f_0-F_{макс} \quad \text{(рис. 11-4).}$$

Следовательно, при амплитудной модуляции передатчик занимает полосу частот, ширина которой равна двум максимальным частотам модуляции $2F_{макс}$.

Когда говорят, что радиостанция работает на частоте f, то имеют в виду ее несущую частоту f_0.

Две радиостанции не могут работать без взаимных помех, если их несущие частоты отличаются друг от друга меньше, чем на сумму их максимальных частот модуляции. Поэтому, например, несущие частоты радиовещательных станций некоторых диапазонов отличаются друг от друга не менее, чем на 9 *кгц*.

Для неискаженной передачи и воспроизведения необходимо также, чтобы передатчик и приемник обладали достаточно широкой полосой пропускания, т. е. чтобы колебания боковых частот существенно не ослаблялись по сравнению с колебаниями несущей частоты. При этом очень важно, чтобы контуры были возможно точнее настроены на несущую частоту. В случае их неточной настройки колебания одной из боковых частот окажутся ослабленными больше, чем колебания другой боковой частоты, и в передаче возникнут сильные искажения. Эти искажения, например, имеют место при плохой настройке приемника.

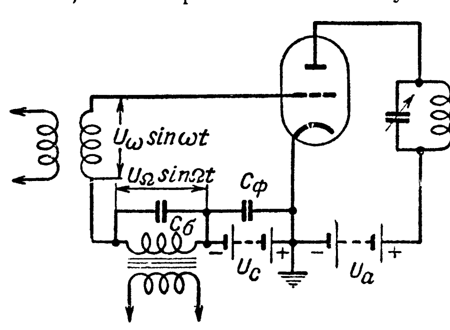


Рис. 11-5. Схема генератора с сеточной модуляцией

Дальность передачи при амплитудной модуляции определяется интенсивностью колебаний боковых частот, амплитуда которых всегда меньше амплитуды колебания несущей частоты. Из выражения (11-12) видно, что амплитуда колебаний боковых частот пропорциональна коэффициенту модуляции и, следовательно, дальность передачи будет тем больше, чем больше глубина модуляции передатчика.

Амплитудно-модулированные колебания можно получить при одновременном воздействии высокочастотных и низкочастотных колебаний на вход резонансного лампового усилителя (рис. 11-5), если рабочая точка лампы выбрана на криволинейном участке ее анодно-сеточной характеристики.

В этой схеме, называемой схемой сеточной модуляции, напряжения высокой и низкой частот подаются в цепь сетки лампы со вторичных обмоток трансформаторов, к первичным обмоткам которых подводятся соответственно колебания от генератора незатухающих колебаний высокой частоты и от усилителя низкой частоты. Кроме того, в цепь сетки включен источник постоянного напряжения смещения.

Поскольку для токов высокой частоты вторичная обмотка трансформатора низкой частоты, имеющего сталь-

ной сердечник, обладает очень большим сопротивлением, ее шунтируют конденсатором $C_б$. Емкость этого конденсатора должна быть такой, чтобы он представлял малое сопротивление для токов высокой частоты и большое сопротивление для токов низкой частоты. Так как эти частоты отличаются в тысячи раз, то это обычно удается выполнить.

Чтобы токи высокой и низкой частоты не проходили через источник напряжения смещения и не создавали на нем падения напряжения, его также шунтируют конденсатором большой емкости $C_ф$.

Изобразим графики процессов, протекающих в схеме, для чего под статическими характеристиками лампы проведем ось времени и построим зависимость суммарного напряжения, действующего в цепи сетки, от времени:

$$u_c = -U_c + U_\omega \sin \omega t + U_\Omega \sin \Omega t.$$

Рассмотрим сначала случай, когда используется только линейный участок статической характеристики лампы.

Как нетрудно видеть из графиков (рис. 11-6,*а*), в этом случае анодный ток представляет собой простую сумму постоянного тока I_{a0}, тока звуковой частоты с амплитудой I_Ω и тока высокой частоты с постоянной амплитудой I_ω, который, проходя через резонансный контур, включенный в анодную цепь лампы (рис. 11-5), создает на нем падение напряжения с неизменной амплитудой. При этом никакой модуляции не происходит.

Если используется нелинейный участок статической характеристики (рис. 11-6,*б*), то анодный ток представляет периодическую последовательность высокочастотных импульсов, огибающая амплитуд которых изменяется в соответствии с передаваемым сигналом низкой частоты. Очевидно, что чем больше импульсы тока, тем больше амплитуда колебаний, возбуждаемых ими в контуре. Поэтому в контуре создаются высокочастотные колебания, амплитуда которых изменяется в соответствии с передаваемым сигналом, т. е. колебания, модулированные по амплитуде.

Это можно объяснить также следующим образом. При изменении амплитуды импульсов пропорционально ей изменяются амплитуды всех гармоник, и следовательно, напряжение на контуре, настроенном на ту или иную гармонику.

Амплитудная модуляция может осуществляться путем изменения любого из питающих напряжений резонансного

усилителя, если только при этом используется нелинейный участок характеристики лампы.

В схеме анодной модуляции (рис. 11-7,*а*) изменяется анодное напряжение за счет напряжения, снимаемого со вторичной обмотки модуляционного трансформатора, включенной последовательно с источником постоянного анодного напряжения (питание анодной цепи лампы осуществляется по параллельной схеме).

Изменение амплитуды импульсов анодного тока, а следовательно, и их гармоник происходит при изменении анодного

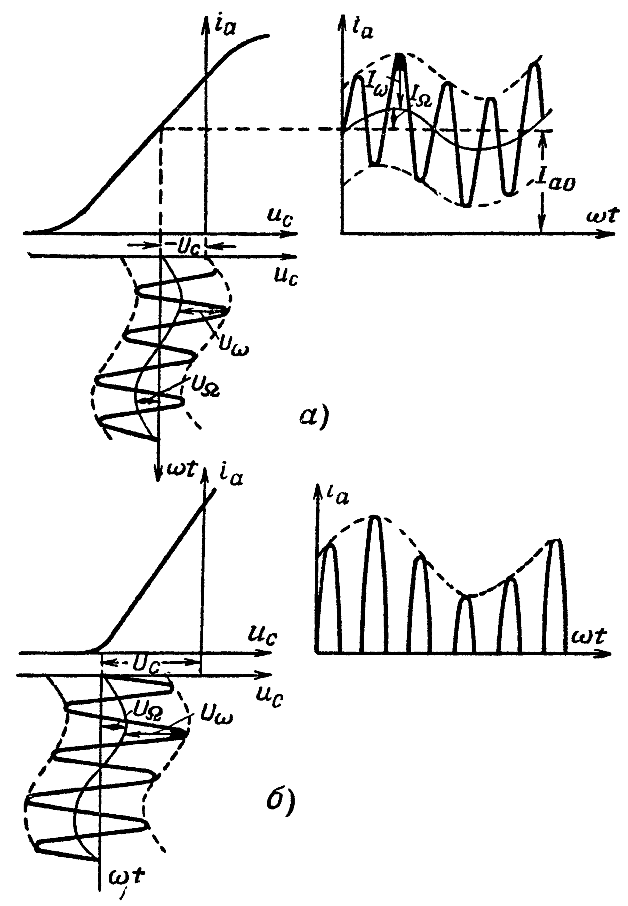


Рис. 11-6. Графики, поясняющие работу лампы при сеточной модуляции.

напряжения по двум причинам: 1) уменьшение анодного напряжения вызывает перераспределение тока в лампе, в которой при подаче в цепь сетки большого возбуждающего напряжения от внешнего источника высокочастотных колебаний при больших положительных сеточных напряжениях за счет роста сеточного тока уменьшается анодный ток; 2) рост сеточного тока, в свою очередь, приводит к увеличению напряжения смещения, создаваемого цепью автоматического смещения, в результате чего импульсы анодного тока уменьшаются (рис. 11-7,*б*).

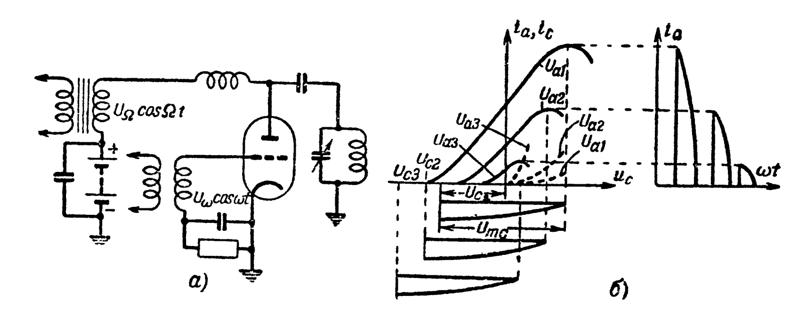


Рис. 11-7. Схема анодной модуляции в генераторе с внешним возбуждением (*а*) и графики, поясняющие процессы в лампе (*б*).

Эффективное управление величиной анодного тока анодным напряжением достигается не во всех режимах работы лампы. Для получения описанного выше эффекта необходимо, чтобы на рабочих участках характеристик лампы анодный и сеточный токи сильно зависели от анодного напряжения.

Схема анодной модуляции позволяет получить более глубокую неискаженную модуляцию и более высокий к. п. д., чем схема сеточной модуляции, но она требует во много раз большей мощности модулирующих низкочастотных колебаний. Поэтому на практике можно встретить как ту, так и другую схему модуляции.

В схеме анодной модуляции использовать тетрод нецелесообразно из-за динатронного эффекта в цепи экранной сетки в моменты большого снижения анодного напряжения. Поэтому при использовании тетрода обычно применяется комбинированная схема анодно-экранной модуляции, в которой одновременно и синфазно изменяются анодное напряжение и напряжение экранирующей сетки. При этом уменьшение анодного напряжения сопровождается пропор-

циональным уменьшением напряжения экранирующей сетки и поэтому динатронный эффект не возникает. В схеме анодно-экранной модуляции (рис. 11-8) питание экранирующей сетки производится от источника анодного напряжения через сопротивление, протекая по которому, ток экранирующей сетки создает некоторое напряжение. В результате этого в цепь экранирующей сетки подается только часть модулирующего напряжения, действующего в анодной цепи.

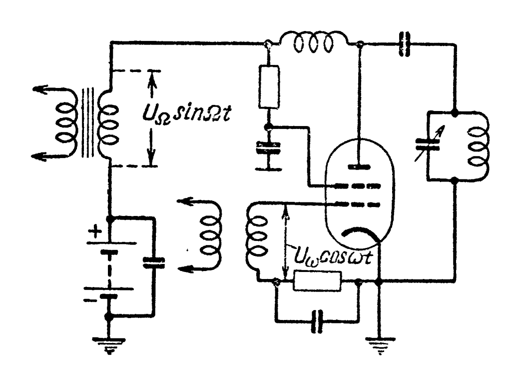


Рис. 11-8. Генератор с анодно-экранной модуляцией.

Одновременное снижение анодного напряжения и напряжения экранирующей сетки приводит к перераспределению тока в лампе: анодный ток и ток экранирующей сетки уменьшаются, а ток управляющей сетки увеличивается. Увеличение тока управляющей сетки создает увеличение напряжения на цепи автоматического смещения, что, в свою очередь, способствует уменьшению анодного тока. Схема анодно-экранной модуляции на тетроде позволяет получать глубокую неискаженную модуляцию.

При использовании пентодов широко применяется модуляция изменением напряжения защитной сетки (рис. 11-9). Обычно в цепь защитной сетки подается небольшое положительное напряжение. Если это напряжение уменьшать или делать отрицательным, то поле защитной сетки уменьшает ускоряющее поле анода, и электронный поток перераспределяется в пользу экранирующей и управляющей сеток, за счет чего анодный ток уменьшается. Обычно в схеме используется цепь автоматического сме-

щения, создающая увеличивающееся смещение на сетке (как и в схеме анодной модуляции).

Благодаря тому, что напряжение защитной сетки почти в течение всего периода модулирующего напряжения имеет отрицательные значения, ток в ее цепи мал. Поэтому в этой схеме для модуляции требуется незначительная мощность модулирующих колебаний.

Для получения стопроцентной модуляции необходимо в цепь защитной сетки подавать такое отрицательное

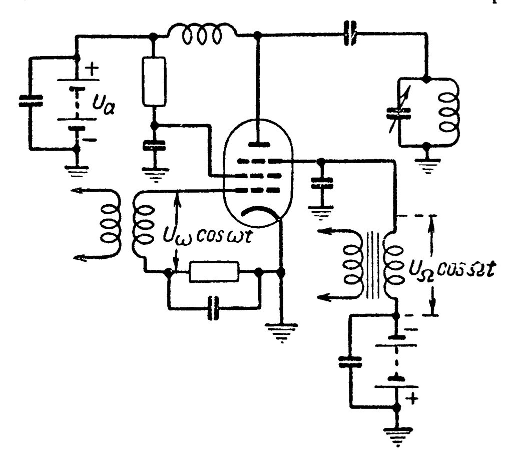


Рис. 11-9. Генератор с модуляцией на защитную сетку.

напряжение, которое полностью нейтрализовало бы положительное поле анода, так как только при этом анодный ток полностью прекращается. Ввиду того, что защитная сетка ближе к катоду, чем анод, она влияет на анодный ток обычно в 5—8 раз сильнее, чем анод. Схема модуляции такого типа позволяет также получить глубокую неискаженную модуляцию. Ее недостатками являются относительно большая амплитуда модулирующего напряжения и увеличенная мощность, потребляемая вследствие протекания значительных сеточных токов в цепи управляющей сетки лампы.

В радиолюбительской практике, а в некоторых случаях и в профессиональных станциях, особенно в диапазоне УКВ, используются однокаскадные передатчики. В них приходится производить модуляцию, непосредственно воздействуя на автогенератор. При этом стараются избе-

гать использования схем сеточной модуляции. Это объясняется тем, что при увеличении отрицательного смещения на управляющей сетке увеличивается доля периода, в течение которой лампа заперта, вследствие этого уменьшается ее средняя крутизна. Обычно, когда амплитуда первой гармоники уменьшается всего на 30—50% от максимального значения, колебания срываются вследствие нарушения условия самовозбуждения. Поэтому при использовании схемы сеточной модуляции не удается получить глубокую модуляцию.

Изменение других питающих напряжений в схеме генератора с самовозбуждением приводит к изменению анодного тока, как это было описано выше, меньше влияя на величину средней крутизны. Поэтому путем изменения анодного напряжения или напряжения защитной сетки можно получить почти стопроцентную модуляцию без срывов колебаний.

В многокаскадных передатчиках стараются избегать модуляции в автогенераторах, так как сопровождающие ее резкие изменения режима работы лампы неизбежно приводят к значительным уходам несущей частоты передатчика.

11-3. ЧАСТОТНАЯ И ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Амплитудная модуляция обладает существенными недостатками: приему амплитудно-модулированных сигналов сильно мешают индустриальные и атмосферные помехи; в процессе модуляции лампа используется по мощности полностью только при подаче максимального мгновенного модулирующего напряжения, а во все остальное время лампа недоиспользуется.

Эти недостатки в значительной степени устраняются при частотной и фазовой модуляции. Поскольку амплитуда высокочастотных колебаний при этих видах модуляции остается неизменной, лампу можно все время использовать по мощности полностью.

Постоянство амплитуды передаваемого сигнала позволяет срезать в приемном устройстве накладывающиеся на полезный сигнал помехи без искажения модуляции.

При фазной модуляции фаза колебаний изменяется в зависимости от передаваемого звукового сигнала

$$\varphi = \omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0, \qquad (11\text{-}14)$$

где $\Delta\varphi$ — величина максимального отклонения фазы коле-

баний от значения $\omega_0 t + \varphi_0$, называемая индексом модуляции. При фазовой модуляции индекс модуляции $\Delta\varphi$ прямо пропорционален силе звукового сигнала (амплитуде модулирующего напряжения):

$$\Delta\varphi = kU_\Omega.$$

Уравнение фазово-модулированных колебаний имеет вид:

$$a = A_0 \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0). \qquad (11\text{-}15)$$

При частотной модуляции частота изменяется в соответствии с законом изменения передаваемого звукового сигнала

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \sin \Omega t, \qquad (11\text{-}16)$$

где $\Delta\omega$ — максимальное значение отклонения частоты от ее среднего значения, называемое девиацией частоты. При частотной модуляции девиация частоты пропорциональна силе звукового сигнала (амплитуде модулирующего напряжения):

$$\Delta\omega = kU_\Omega.$$

График изменения частотно-модулированных колебаний во времени изображен на рис. 11-10.

Рассмотрим связь между фазово-модулированными и частотно-модулированными сигналами.

Круговая частота колебания равна изменению фазового угла φ за единицу времени, т. е. представляет собой скорость изменения фазы колебаний. Если круговая частота изменяется, то следует говорить о ее мгновенном значении.

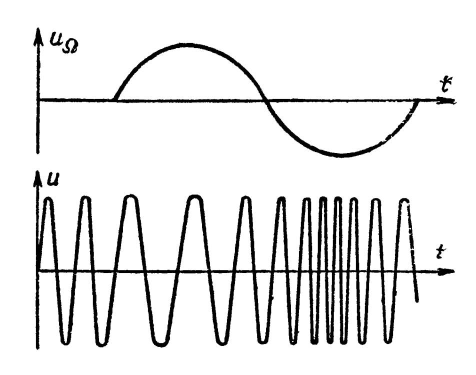


Рис. 11-10. Частотно-модулированные колебания.

Поскольку фаза колебаний при фазовой модуляции изменяется по закону (11-14), т. е. складывается из трех составляющих: одной, изменяющейся с постоянной скоростью ω_0, другой, изменяющейся по синусоидальному закону, и третьей—постоянной составляющей

φ_0, то угловая частота, т. е. скорость изменения фазы, также складывается из скоростей, с которыми изменяются все три ее составляющие. При синусоидальных колебаниях $u = U_0 \sin \omega t$ мгновенная скорость изменения мгновенного значения колеблющейся величины определяется выражением $\omega U_0 \cos \omega t$.

Поэтому скорость изменения второй составляющей фазы равна $\Delta\varphi\Omega \cos \Omega t$. Так как скорость изменения первой составляющей постоянная ω_0, а для третьей составляющей равна нулю, то общая скорость изменения фазы, т. е. угловая частота.

$$\omega = \omega_0 + \Delta\varphi\Omega \cos \Omega t. \tag{11-17}$$

Сравнивая это выражение с выражением для частоты частотно-модулированных колебаний (11-16), нетрудно видеть, что по форме они совершенно идентичны и, следовательно, при фазовой модуляции одновременно возникает частотная модуляция и наоборот.

Девиация частоты при фазовой модуляции

$$\Delta\omega = \Delta\varphi\Omega. \tag{11-18}$$

Поскольку $\Delta\varphi$ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала, то девиация частоты получается пропорциональной не только силе звука, но и его частоте, т. е. при фазовой модуляции высокие звуковые частоты создают бо́льшую девиацию частоты, чем низкие. Очевидно, что при частотной модуляции наблюдается обратная картина: индекс возникающей при ней фазовой модуляции обратно пропорционален частоте модулирующего сигнала

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = \beta, \tag{11-19}$$

т. е. более низкие звуковые частоты создают более глубокую модуляцию, чем высокие.

Все сказанное указывает на возможность преобразования одного вида колебаний в другой.

Теоретическое исследование частотно- и фазово-модулированных колебаний показывает, что они могут быть представлены в виде бесконечной суммы гармонических (синусоидальных) колебаний, частоты которых отличаются друг от друга на частоту модулирующего сигнала:

$$u = U_0(\beta) \sin \omega_0 t + U_1(\beta) [\sin (\omega_0 + \Omega t) - \sin (\omega_0 - \Omega t)] + \\ + U_2(\beta) [\sin (\omega_0 - 2\Omega) t + \sin (\omega_0 + 2\Omega t)] + \\ + \ldots + U_n(\beta) [\sin (\omega_0 - n\Omega) t + (-1)^n \sin (\omega_0 + n\Omega) t] + \ldots \tag{11-20}$$

Иными словами, в случае частотной и фазовой модуляции возникает бесконечный спектр боковых частот.

Казалось бы, что передача и прием таких колебаний невозможны. Однако, как показывает анализ, амплитуды боковых частот довольно быстро убывают с увеличением их номера. Это убывание происходит тем быстрее, чем меньше индекс модуляции. Оказывается, что колебания всех боковых частот, номера которых больше индекса модуляции, выраженного в радианах, имеют величину менее 10—15% от амплитуды колебаний несущей частоты и содержат не более 1—2% всей энергии. Поэтому практически с ними можно не считаться.

При индексе модуляции $\Delta\varphi \leqslant 1$ колебания всех боковых частот с номером выше 1 оказываются столь слабыми, что можно считать их отсутствующими. В этом случае, как видно из выражения (11-20), практически в спектр входят несущая частота и две боковых, т. е. то же, что и при амплитудной модуляции.

Такую частотную (или фазовую) модуляцию называют узкополосной.

Однако помехи оказывают меньшее влияние на прием сигналов, у которых $\Delta\varphi \gg 1$. У них номер последней боковой частоты, которую требуется использовать:

$$n = \Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega}. \tag{11-21}$$

В этом случае ширина спектра

$$2\Delta\omega_{\text{макс}} = 2n\Omega = 2\Delta\omega, \tag{11-22}$$

т. е. при широкополосной частотной модуляции, когда $\Delta\varphi > 1$, ширина используемого спектра колебаний равна величине удвоенной девиации частоты.

Поскольку при этом виде модуляции девиация частоты обычно превосходит частоту модулирующего сигнала, то ширина спектра получается бóльшей, чем при амплитудной модуляции. Последнее обстоятельство не позволяет использовать частотную модуляцию в диапазоне длинных, средних и коротких волн. Практически частотная модуляция применяется в передатчиках метрового диапазона и на более коротких волнах.

Наиболее просто частотную модуляцию осуществляют с помощью электронных ламп, которые благодаря специальному способу включения играют роль переменных реактивных сопротивлений (поэтому в этом случае лампу

называют реактивной), подключаемых параллельно колебательному контуру генератора с самовозбуждением. Если изменять величину их эквивалентного сопротивления по закону передаваемого сигнала низкой частоты, то резонансная частота контура, а следовательно и частота генерируемых колебаний, также будет изменяться соответственно модулирующему напряжению.

На рис. 11-11,*а* приведена одна из схем частотной модуляции с реактивной лампой. Лампа, обладающая малой

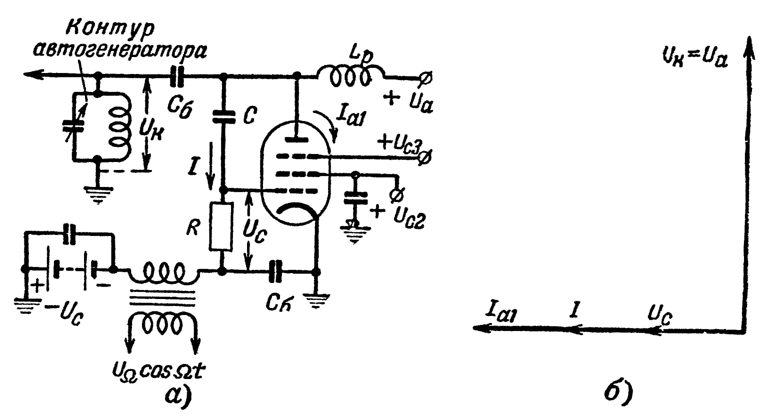


Рис. 11-11. Схема частотной модуляции с реактивной лампой (*а*) и векторная диаграмма, поясняющая ее работу (*б*).

проницаемостью (обычно берется пентод), подключается параллельно колебательному контуру генератора. На ее аноде действует переменное напряжение подключенного контура. Лампа играет роль реактивного сопротивления, если протекающий через нее ток сдвинут относительно переменного анодного напряжения на угол 90°. Для создания такого сдвига напряжение в цепь управляющей сетки подают с контура через фазосдвигающую цепочку, состоящую из конденсатора C и активного сопротивления R. Параметры этой цепочки выбираются так, чтобы она в минимальной степени шунтировала колебательный контур, а реактивное сопротивление конденсатора было бы во много раз больше сопротивления R, т. е.

$$\frac{1}{\omega C} \gg R. \qquad (11\text{-}23)$$

Блокировочные конденсаторы $C_б$, имеющиеся в схеме, должны обладать столь малым сопротивлением для токов

высокой частоты, что их можно считать для них практически коротким замыканием.

Если вектор напряжения на контуре в некоторый момент времени занимает вертикальное положение (рис. 11-11,*б*), то вектор тока I в цепочке RC, имеющий емкостный характер, опережает вектор U_a на 90° и, следовательно, расположен горизонтально. Величина этого тока

$$I = \frac{U_a}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \approx U_a \omega C. \quad (11\text{-}24)$$

Этот ток создает на активном сопротивлении R напряжение

$$U_c = IR = U_a \omega C R, \quad (11\text{-}25)$$

совпадающее по фазе с током I и являющееся переменным напряжением, действующим в сеточной цепи лампы.

Благодаря тому, что лампа обладает очень малой проницаемостью, ее анодный ток определяется практически только сеточным напряжением. Амплитуда первой гармоники анодного тока

$$I_{a1} = S_{ср} U_c = U_a \omega C R S_{ср}, \quad (11\text{-}26)$$

где $S_{ср}$ — средняя крутизна лампы.

Вектор первой гармоники анодного тока имеет то же направление, что и вектор напряжения на сетке.

Векторная диаграмма показывает, что первая гармоника анодного тока лампы опережает на 90° анодное напряжение, иными словами, лампа ведет себя аналогично обычному конденсатору. Его эквивалентное сопротивление

$$X_э = \frac{U_a}{I_{a1}} = \frac{1}{\omega C_э} = \frac{1}{\omega C R S_{ср}}. \quad (11\text{-}27)$$

Откуда емкость конденсатора, эквивалентного лампе,

$$C_э = S_{ср} C R. \quad (11\text{-}28)$$

При модуляции необходимо изменять эту емкость, подключенную параллельно контуру генератора. Для этого изменяют среднюю крутизну лампы путем изменения напряжения смещения. (При использовании лампы на линей-

ном участке ее статических характеристик крутизна остается неизменной, и модуляция оказывается невозможной.)

Чтобы избежать искажений при модуляции, нужно выбирать такой криволинейный участок статической характеристики лампы (рис. 11-12), при использовании которого изменение крутизны лампы пропорционально изменению напряжения на управляющей сетке.

Для изменения смещения по закону звукового сигнала в цепь управляющей сетки последовательно с постоянным источником смещения включена вторичная обмотка трансформатора, к первичной обмотке которого подводится напряжение сигнала.

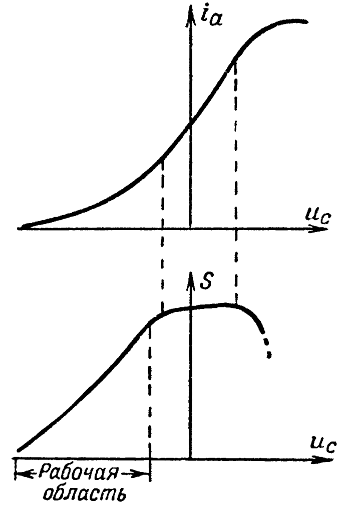


Рис. 11-12. Анодно-сеточная характеристика лампы и характеристика ее крутизны.

Используются и другие схемы включения реактивных ламп, но принцип их действия в общем не отличается от описанного выше.

Фазово-модулированные колебания принципиально возможно получить путем сложения двух высокочастотных колебаний, сдвинутых по фазе на 90°, одно из которых промодулировано по амплитуде (рис. 11-13,*а*). При этом фаза результирующего вектора изменяется в зависимости от амплитуды напряжения, модулированного по амплитуде.

Однако большое отклонение фазы таким способом получить не удается, так как в этом случае резко нарушается пропорциональность между фазой результирующего напряжения и амплитудой модулированного напряжения. Вдвое большее изменение фазы можно получить в том случае, если модулированное по амплитуде напряжение при переходе через нуль будет изменять свою фазу на 180°. Результат сложения векторов в этом случае показан на рис. 11-13,*б*.

С колебаниями такого типа мы встречались при анализе состава амплитудно-модулированных колебаний: это — колебания, получаемые при биении двух колебаний с боковыми частотами.

Каким же образом можно выделить в чистом виде колебания биений? Очевидно, что для этого достаточно уничтожить в составе амплитудно-модулированного сигнала колебания несущей частоты. Последнего можно

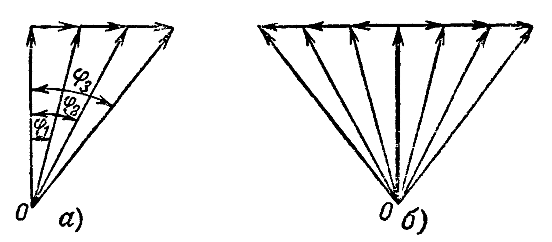


Рис. 11-13. Векторные диаграммы, поясняющие методы получения фазово-модулированных колебаний.

а — сложением колебаний, сдвинутых на 90°, одно из которых модулировано по амплитуде; *б* — сложением колебаний, сдвинутых на 90°, одно из которых при переходе через нуль меняет фазу на 180°.

добиться, если составить схему из двух генераторов с сеточной модуляцией, модулируемых в противофазе и работающих на общую нагрузку. Такая схема (рис. 11-14) носит название двухтактной или балансной, так как в ней

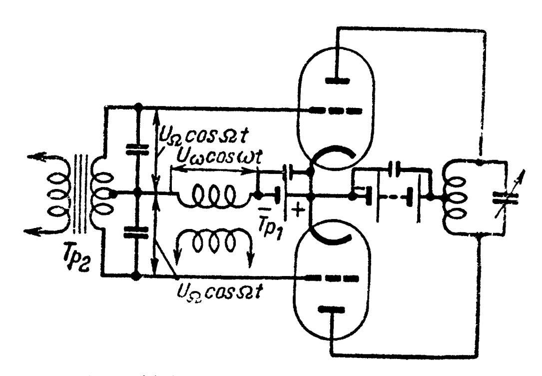


Рис. 11-14. Балансный модулятор.

модулирующее напряжение подается от трансформатора Tp_2 в цепь сеток ламп в противофазе, и лампы попеременно запираются и открываются.

Напряжение высокой частоты с помощью трансформатора Tp_1 через блокировочные конденсаторы малой емкости

подаются на управляющие сетки ламп в одинаковой фазе. Поэтому, если уравнение для анодного тока модулированных колебаний одной из ламп будет выражаться зависимостью

$$i_{a1} = I_a\,(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t,$$

то для второй лампы оно будет иметь вид:

$$i_{a2} = I_a\,(1 - m \sin \Omega t) \sin \omega t.$$

Оба тока протекают по общей нагрузке в противоположных направлениях, следовательно, напряжения, создаваемые ими на контуре, вычитаются:

$$u_к = i_{a1} R_э - i_{a2} R_э = 2 I_a R_э m \sin \Omega t \cdot \sin \omega t. \qquad (11\text{-}29)$$

Полученное напряжение представляет собой колебания биений, создаваемых боковыми частотами.

В передатчике, в котором фазовая модуляция осуществляется при помощи балансного модулятора (рис. 11-15),

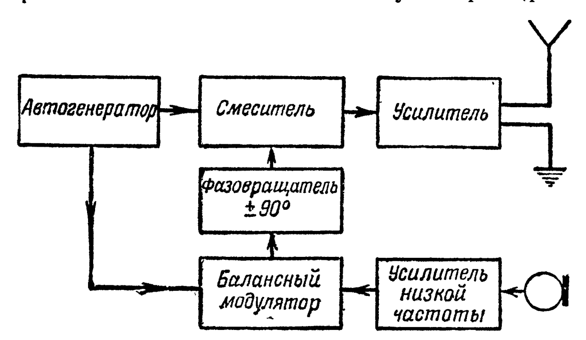


Рис. 11-15. Структурная схема осуществления фазовой модуляции.

колебания с выхода балансного модулятора через фазосдвигающую схему, поворачивающую их фазу на 90°, подаются на смеситель — устройство, где происходит сложение их с колебаниями постоянной амплитуды, подаваемыми от генератора с самовозбуждением.

С помощью данной схемы можно осуществлять и частотную модуляцию. Для этого достаточно, чтобы коэффициент усиления усилителя низкой частоты был обратно пропорционален частоте.

При фазовой модуляции девиация частоты

$$\Delta\omega = k_1 U_\Omega \Omega.$$

Если U_Ω — амплитуда напряжения, снимаемого с усилителя:

$$U_\Omega = \frac{k_2 P_{зв}}{\Omega},$$

где $P_{зв}$ — звуковое давление на микрофон, то

$$\Delta\omega = k_1 k_2 P_{зв}$$

и, следовательно, девиация частоты получается пропорциональной звуковому давлению и не зависит от частоты модуляции.

Метод получения частотно-модулированных колебаний из фазово-модулированных называют косвенным методом частотной модуляции. Его существенным преимуществом перед прямым методом частотной модуляции является отсутствие непосредственного воздействия на генератор с самовозбуждением, что позволяет получить более высокую стабильность его средней частоты.

Однако осуществление косвенного метода частотной модуляции связано со значительным усложнением схемы.

11-4. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Предположим, что при излучении амплитудно-модулированных сигналов (рис. 11-16) в какой-то момент времени t_1 передача вдруг прервалась и возобновилась в момент t_2 через очень малый интервал времени Δt.

Совершенно очевидно, что оператор на приемном конце этот перерыв не ощутит, поскольку человеческое ухо обладает некоторой инерционностью, т. е. свойством «запоминать» отдельные кратковременные раздражения и реагировать на их среднюю накопленную величину (аналогичное свойство глаза позволяет нам видеть в кино вместо отдельных кадров непрерывное движение). Очевидно, что число перерывов в передаче может быть увеличено без заметного ухудшения качества воспроизведения сигнала на выходе приемника.

Прерывистый характер сигнала можно в еще большей степени сделать малозаметным, если на выходе приемника поставить фильтр, выравнивающий кратковременные пуль-

сации напряжения, который будет действовать аналогично фильтру RC ячейки автоматического смещения.

Однако существует предел, когда дальнейшее уменьшение числа и длительности рабочих импульсов передатчика приводит к появлению заметных искажений в приеме сигналов.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что для удовлетворительного воспроизведения звукового сигнала необходимо, чтобы передача производилась

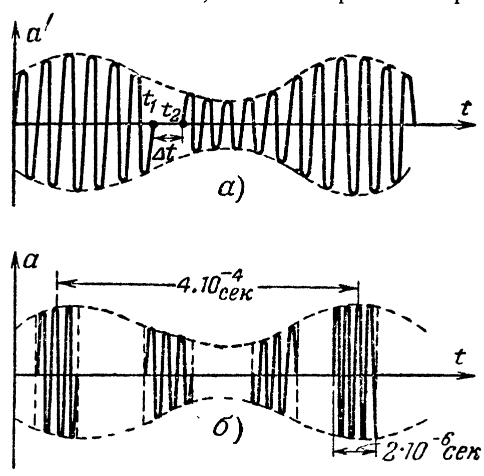


Рис. 11-16. Амплитудно-импульсная модуляция.

не менее чем 3—4 раза за время одного периода звукового сигнала в течение коротких интервалов времени порядка единиц микросекунд.

Если принять, что наиболее высокая из передаваемых звуковых частот (которой соответствует самый короткий период) имеет порядок 2 500—3 500 *гц*, то передачу можно осуществлять микросекундными импульсами 8—10 тысяч раз в секунду.

Амплитуда этих импульсов пропорциональна интенсивности полезного сигнала в момент излучения. Интервал между импульсами может быть в сотни раз больше длительности самих импульсов (масштаб длительности этих импульсов на рис. 1-16 сильно преувеличен).

Это позволяет использовать время интервалов между их посылками для осуществления такой же импульсной

передачи другого звукового сигнала с помощью того же передатчика.

На приемном пункте оба сигнала могут быть приняты раздельно благодаря тому, что они передаются в разные моменты времени или, как говорят, разделены по времени.

Данный вид модуляции называют амплитудно-импульсной модуляцией, сокращенно АИМ.

Таким образом, импульсная модуляция дает возможность одновременного осуществления нескольких независимых друг от друга передач с помощью одного передающего устройства. Такой вид использования аппаратуры называют многоканальной связью. Возможность ее осуществления является важнейшим достоинством импульсной модуляции.

К недостаткам линий связи с амплитудно-импульсной модуляцией следует отнести слабую помехозащищенность, что было отмечено и при обычной амплитудной модуляции.

Необходимо также отметить, что в спектре кратковременных импульсных сигналов амплитуда колебаний боковых частот спадает очень медленно с ростом номера боковой, и это происходит тем медленнее, чем меньше длительность импульсов. Поэтому для удовлетворительного воспроизведения импульсного сигнала требуется приемник с очень широкой полосой пропускания.

Если, например, длительность импульсов равна 1 *мксек*, то полоса пропускания приемника должна быть не менее

$$2\Delta f = \frac{1}{1 \cdot 10^{-6}} = 1 \ \text{Мгц}.$$

Это в сотни раз превышает полосу пропускания приемника амплитудно-модулированных сигналов и в несколько раз — полосу приемника частотно-модулированных сигналов. Поэтому импульсную модуляцию невозможно использовать в диапазонах средних, длинных и коротких волн.

Наибольшее применение этот вид модуляции нашел в многоканальных линиях связи, работающих на дециметровых и сантиметровых волнах. Его можно получить, производя обычную сеточную модуляцию и подавая анодное напряжение в виде периодической последовательности одинаковых импульсов (рис. 11-17). В результате одновременного действия двух модулирующих напряжений (одного непрерывного, а второго импульсного) на выходе схемы появятся импульсы колебаний высокой частоты, модулированные по амплитуде.

Более высокой помехоустойчивостью обладают линии связи при других видах импульсной модуляции.

Исторически первым видом импульсной модуляции был предложенный в 1927 г. А. Н. Щукиным метод широтно-импульсной модуляции, сокращенно ШИМ. Колебания при широтно-импульсной модуляции имеют вид, представлен-

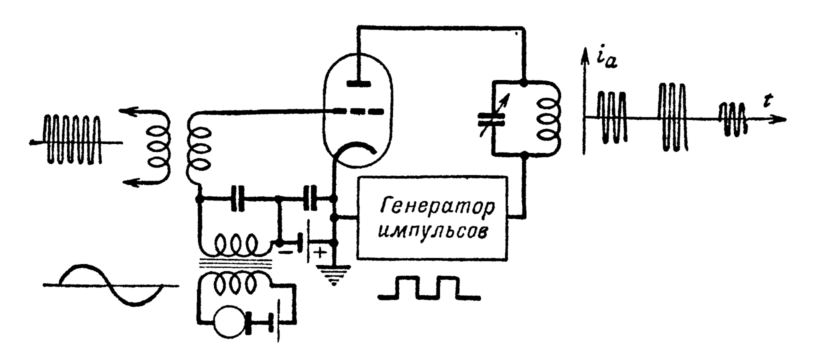


Рис. 11-17. Схема амплитудно-импульсной модуляции.

ный на рис. 11-18. Импульсы высокочастотных колебаний излучаются через одинаковые промежутки времени, причем длительность каждого из них соответствует значениям модулирующего сигнала в момент излучения.

При таком виде модуляции амплитуда импульсов не изменяется, что позволяет срезать в приемном устройстве помехи, искажающие амплитуды принятых импульсов. Его

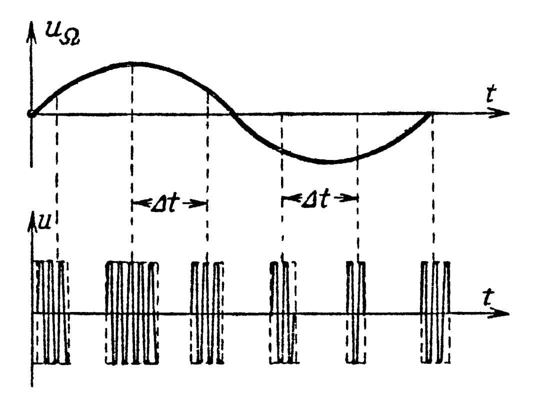


Рис. 11-18. Колебания при широтно-импульсной модуляции.

недостатком является необходимость выбора полосы пропускания по самому короткому импульсу. При этом она получается излишне широкой для всех остальных более длительных импульсов. Расширение же полосы пропускания приемника приводит к приему большого количества помех.

Более рациональное использование полосы пропускания приемника достигается при фазо-импульсной модуляции.

Фазо-импульсная модуляция осуществляется путем посылки импульсов одинаковой длительности и постоянной

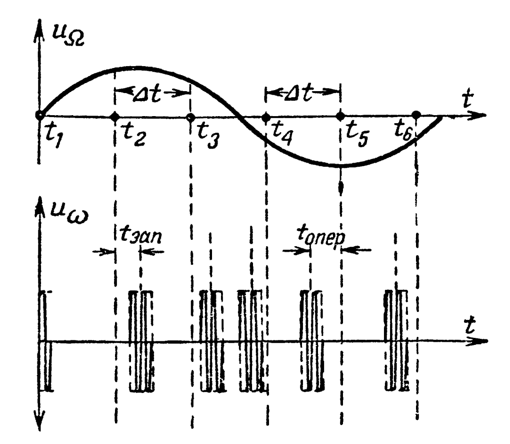


Рис. 11-19. Колебания при фазо-импульсной модуляции (ФИМ).

амплитуды; закон модуляции передается изменением момента их посылки (рис. 11-19). При отсутствии модулирующего напряжения импульсы посылаются в моменты времени t_1; t_2, ... ,t_n, отстоящие один от другого на одинаковые интервалы времени Δt.

Когда начинается передача сигнала, начало излучения каждого из импульсов изменяется в сторону отставания от данных моментов времени на интервалы, пропорциональные величине положительного модулирующего напряжения, действующего в данный момент времени, или в сторону опережения, пропорционально отрицательной величине модулирующего напряжения.

Высокая помехозащищенность линии связи и рациональное использование полосы пропускания приемного устройства явились причиной широкого практического использования фазо-импульсной модуляции.

Известны и другие методы осуществления импульсной модуляции, обладающие теми или иными достоинствами и недостатками, однако описание их выходит за рамки настоящей книги.

По характеру использования передатчика к импульсной модуляции близок телеграфный режим работы. Зашифровка смыслового текста с помощью азбуки Морзе и осуществление в соответствии с ней передачи явились первым исторически возникшим видом управления высокочастотными колебаниями в радиопередающих устройствах.

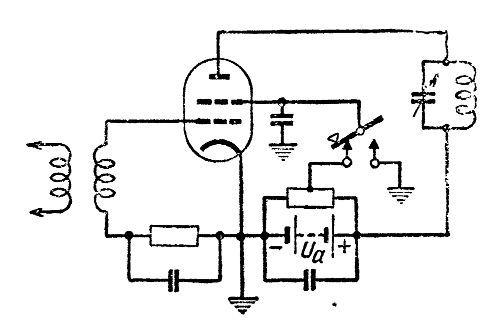


Рис. 11-20. Схема телеграфной манипуляции.

В азбуке Морзе буквы передаются различным сочетанием длительных и коротких посылок — знаков (тире и точек). Каждая буква состоит из одного — пяти знаков, разделенных интервалами, во время которых передатчик запирается. Таким образом, операции по передаче телеграфных сигналов (так называемая телеграфная манипуляция) состоит в запирании и отпирании передатчика в определенные моменты времени.

Осуществить такую работу передатчика можно различными способами, например путем включения в цепь питания экранирующей сетки генератора телеграфного ключа (рис. 11-20). При нажатом ключе на экранирующую сетку подается нормальное положительное напряжение с делителя напряжения, и генератор работает. При стжатом ключе — экранирующая сетка соединяется с катодом (землей) и генератор запирается.

При ручной телеграфии операторы передают до 20—25 слов в минуту; при использовании быстродействующих телеграфных аппаратов скорость передачи доходит до 300—500 слов в минуту.

Нетрудно подсчитать, что при этом длительность телеграфных сигналов получается порядка десятых — тысячных долей секунды, что в тысячи раз больше длительности посылок при импульсной модуляции. Соответственно и полоса пропускания приемника, необходимая для удовлетворительного воспроизведения телеграфных сигналов, может быть взята в тысячи раз меньшей, чем при описанных выше методах импульсной модуляции.

Узкая полоса пропускания приемника, имеющая порядок сотен герц или килогерц, является важнейшей особенностью телеграфных передатчиков и приемников.

Возможность максимального использования мощности передатчика и узкая полоса сигналов приводят к тому, что дальность связи при телеграфной работе значительно возрастает по сравнению с дальностью связи, получаемой при телефонной работе с тем же передатчиком.

11-5. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Вторым важнейшим видом преобразований электрических колебаний в радиотехнических устройствах является процесс детектирования. Принятые высокочастотные колебания, промодулированные по амплитуде, частоте, фазе или имеющие форму импульсов, необходимо преобразовать в радиоприемном устройстве снова в колебания низкой частоты, которые могут быть восприняты человеком или зарегистрированы приборами. Этот процесс преобразования называется детектированием.

Как и всякое преобразование колебаний, детектирование возможно только при использовании нелинейного элемента.

Наиболее просто производится детектирование амплитудно-модулированных колебаний. Если подать высокочастотные колебания, промодулированные по амплитуде, на нелинейный элемент — детектор, обладающий односторонней проводимостью (в качестве такого элемента может быть использован кристаллический или вакуумный диод), то ток в цепи приобретает форму синусоидальных импульсов (рис. 11-21,*а*), амплитуда которых пропорциональна интенсивности звукового сигнала.

Все гармонические составляющие и постоянная составляющая периодической последовательности импульсов, представляющая собой среднее значение тока за период, пропорциональны амплитуде импульсов. Следовательно, постоянная составляющая тока в цепи детектора $I_{д0}$ изме-

няется пропорционально напряжению сигнала, промодулировавшего колебания в передатчике. Ее отфильтровывают от высокочастотных составляющих тока при помощи фильтра, обычно состоящего из активного сопротивления конденсатора малой емкости (рис. 11-21,*б*). Высокочастотные составляющие тока проходят через конденсатор, не создавая значительного напряжения на сопротивлении. Этот конденсатор необходим также для того, чтобы все высоко-

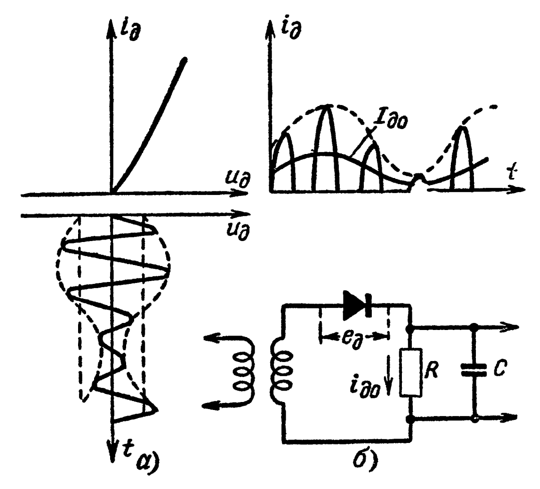


Рис. 11-21. Детектирование амплитудно-модулированных колебаний.
а — процессы в цепи детектора; *б* — схема детектирования.

частотное детектируемое напряжение полностью попадало на диод. При отсутствии конденсатора часть его падала бы на сопротивление R. Звуковая составляющая тока, проходя через сопротивление фильтра, создает на нем напряжение, которое затем передается в последующую цепь.

Возникновение напряжения звуковой частоты на фильтре можно объяснить и не прибегая к понятию о гармонических составляющих тока. Импульсы тока, проходя через сопротивление фильтра, создают на нем падение напряжения, которое заряжает конденсатор. За промежуток времени между импульсами конденсатор успевает только частично разрядиться через сопротивление, вследствие чего в интервале между импульсами напряжение на сопротивлении не исчезает полностью. Каждый новый импульс подзаряжает конденсатор. Таким образом, на конденсаторе

создается некоторое усредненное напряжение, которое изменяется пропорционально амплитуде импульсов.

При детектировании частотно-модулированных колебаний можно сначала превратить изменение мгновенной частоты в изменение силы тока высокочастотных колебаний, т. е. преобразовать частотно-модулированные колебания в амплитудно-модулированные. Это достигается подачей частотно-модулированного тока в цепь контура с собственной частотой $f_{0к}$, расстроенного относительно средней частоты передатчика — $f_{ср}$ (рис. 11-22). В этом случае изменение частоты передатчика в ту или другую сторону приводит

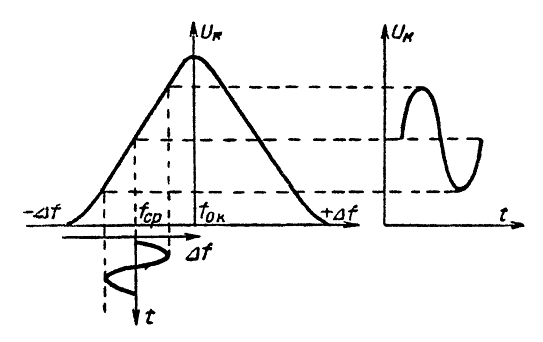


Рис. 11-22. График, поясняющий детектирование частотно-модулированных колебаний.

к изменению амплитуды высокочастотных колебаний в контуре, причем частотно-модулированные колебания превращаются в амплитудно-модулированные. В дальнейшем они могут быть продетектированы описанным выше способом.

Существуют схемы, позволяющие непосредственно преобразовывать частотно-модулированное напряжение в напряжение звуковой частоты. На рис. 11-23,*а* приведена схема частотного дискриминатора (различителя), которая позволяет непосредственно детектировать частотно-модулированные колебания, т. е. создавать на выходе напряжение, передающее закон модуляции. В нем детектируемое напряжение снимается с контура и подается в противофазе на аноды триодов $Л_1$ и $Л_2$, обладающих большой проницаемостью. В качестве эталона используется кварц, резонансная частота которого выбирается равной частоте несущей частотно-модулированного сигнала f_0. Кварц с конденсатором C образует делитель напряжения, с которого снимается

напряжение возбуждения на управляющие сетки обеих ламп. Емкость конденсатора C выбирается столь малой, что его сопротивление во много раз больше эквивалентного сопротивления кварца. Поэтому ток в делителе I всегда носит емкостный характер, т. е. опережает напряжение U_{a1} на угол 90° (рис. 11-23,*б*).

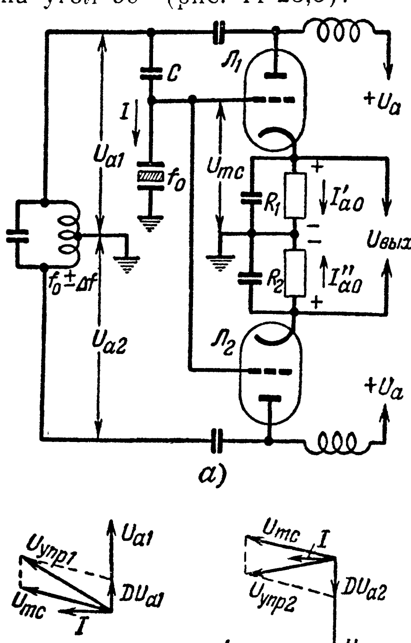


Рис. 11-23. Дискриминатор частоты.

Рассмотрим случай, когда мгновенная частота превышает собственную частоту кварца. В этом случае он представляет для тока I сопротивление емкостно-активного характера, вследствие чего напряжение на нем U_{mc} отстает на угол φ от тока I. Для того, чтобы найти приведенное к сетке напряжение, нужно к вектору напряжения U_{mc} прибавить вектор реакции анода DU_{a1}. Нетрудно проделать такое же построение для данного момента времени, характеризующее процессы во второй лампе. Разница будет только в том, что вектор реакции анода будет направлен в противоположную сторону. Поэтому вектор $U_{упр\,1}$ (рис. 11-23,*б*) по абсолютной величине больше вектора $U_{упр\,2}$. Все составляющие токов, протекающих через лампы, пропорциональны величине векторов управляющих напряжений. Поэтому постоянная составляющая анодного тока I'_{a0} лампы $Л_1$, протекающая через сопротивление R_1, создает на нем падение напряжения больше, чем ток I''_{a0} на сопротивлении R_2. Напряжение на выходе равно разности напряжений на сопротивлениях R_1 и R_2. Поэтому на катоде $Л_1$ потенциал выше потенциала катода $Л_2$.

Построив аналогичные диаграммы для случаев $f<f_0$, нетрудно убедиться, что в этом случае полярность выход-

ного напряжения изменяется на обратную. Чем меньше будет разница рабочей частоты и частоты кварца, тем меньше будет выходное напряжение, и когда $f=f_0$, выходное напряжение становится равным нулю.

Детектирование фазово-модулированных сигналов может быть произведено тем же способом, но в усилителе низкой частоты необходимо ввести частотную коррекцию (построить схему так, чтобы коэффициент усиления был обратно пропорционален частоте), в противном случае высокие частоты будут воспроизводиться с бо́льшей интенсивностью, чем низкие.

Детектирование амплитудно-импульсных сигналов осуществляется так же, как обычных амплитудно-модулированных сигналов. На выходе детектора ставится фильтр низких частот с большей постоянной времени, чем в обычном детекторе амплитудно-модулированных колебаний, выделяющий звуковую составляющую продетектированного тока.

Детектирование сигналов при широтно-импульсной модуляции и превращение импульсных сигналов в токи звуковых частот производятся точно так же, как и при амплитудно-импульсной модуляции.

Поскольку ширина односторонних продетектированных импульсов изменяется пропорционально звуковому сигналу, то очевидно, что постоянная составляющая, равная среднему значению тока в цепи, будет изменяться по закону модуляции, и нужно только выделить ее, подобрав соответствующий низкочастотный фильтр.

При детектировании колебаний с фазо-импульсной модуляцией последовательность продетектированных импульсов, следующих друг за другом через различные промежутки времени, превращают в последовательность импульсов, промодулированных по ширине, и уже из них выделяют напряжение звуковых частот.

11-6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В целом ряде случаев оказывается необходимым преобразовать колебания одной частоты в колебания другой частоты — более высокой или более низкой.

Проще всего это осуществляется, когда необходимо увеличить частоту колебаний в целое число раз.

Такое умножение частоты можно осуществить в схеме обычного резонансного усилителя, работающего с углом отсечки анодного тока $\Theta<180°$, так как периодическая после-

довательность импульсов содержит бесконечное множество гармоник — синусоидальных колебаний частот, кратных частоте возбуждающего напряжения. Содержание гармоник в импульсах зависит от их формы. На рис. 10-7 изображены графики зависимостей коэффициентов разложения для трех первых гармоник от угла отсечки Θ. Они показывают, что при определенных углах отсечки содержание той или иной гармоники получается максимальным; при некоторых углах отсечки ряд гармоник отсутствует.

Настраивая контур в анодной цепи лампы на частоту одной из гармоник, можно получить на выходе генератора высокочастотные колебания частоты, кратной частоте колебаний, подаваемых на вход. Все остальные гармоники пройдут через контур, не создавая на нем заметного напряжения. Для эффективного выделения той или иной гармоники необходимо устанавливать вполне определенный угол отсечки анодного тока.

Практически при умножении частоты используются гармоники не выше четвертой, так как амплитуда гармоник более высокого порядка получается весьма малой.

Несколько сложнее производится преобразование частоты при некратном отношении частот преобразуемого и преобразованного сигналов.

С таким преобразованием мы уже сталкивались в процессе модуляции. При этом благодаря одновременному воздействию двух напряжений разных частот (несущей частоты и частоты модуляции) на лампу, работающую на нелинейном участке характеристики, на выходе, кроме колебаний несущей частоты, появляются колебания боковых частот, которые равны разности и сумме частот воздействующих на лампу напряжений.

При преобразовании частоты используется аналогичный метод: на нелинейный элемент, в качестве которого может быть использован кристаллический или вакуумный диод, триод или многосеточная лампа, одновременно воздействуют два напряжения разных частот. На рис. 11-24 изображена схема односеточного преобразователя частоты.

Работу преобразователя можно пояснить следующим образом. Под воздействием одного из напряжений, например напряжения, имеющего более низкую частоту, крутизна лампы то возрастает, то уменьшается. Поэтому амплитуда колебаний более высокой частоты в анодной цепи лампы, пропорциональная крутизне, будет увеличиваться в положительный полупериод напряжения более низкой

частоты и уменьшаться за время его отрицательного полупериода (рис. 11-25,*а*). Ток в анодной цепи i_a (рис. 11-25,*б*) представляет собой сумму трех токов i_{a0} — постоянного тока, тока частоты более низкочастотного сигнала i''_a и тока с переменной амплитудой частоты второго сиг-

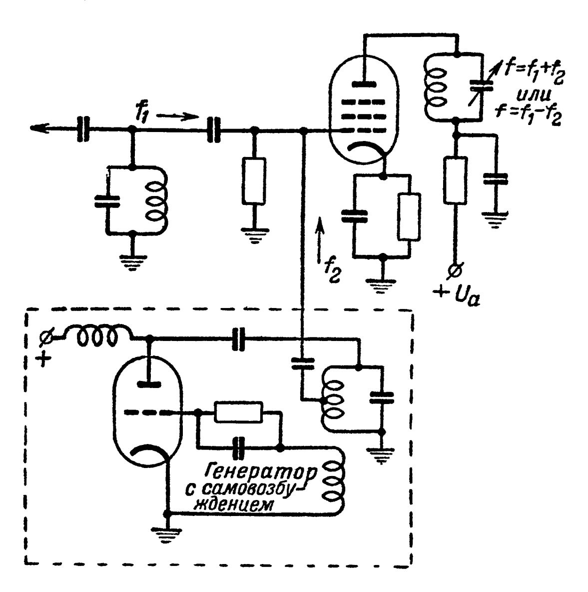


Рис. 11-24. Односеточный преобразователь частоты.

нала i'_a. Последний ток представляет собой, как было показано в § 11-2, результат биений двух новых высокочастотных сигналов.

Частоту их можно определить, исходя из свойств колебаний при биениях. На основании формулы (10-31) можно определить частоту изменения огибающей амплитуд:

$$F = \frac{f_1 - f_2}{2}$$

и частоту высокочастотных колебаний

$$f = \frac{f_1 + f_2}{2}.$$

Складывая и вычитая последние два равенства, получим частоты колебаний, образующих биения:

$$f_1 = f + F; \quad (11\text{-}30)$$

$$f_2 = f - F. \quad (11\text{-}31)$$

Следовательно, в анодной цепи появились токи разностной и суммарной частот. Поэтому преобразователи также называют смесителями. Данный термин широко используется в технической литературе.

Включив в анодную цепь контур, настроенный на суммарную или разностную частоту, можно получить на вы-

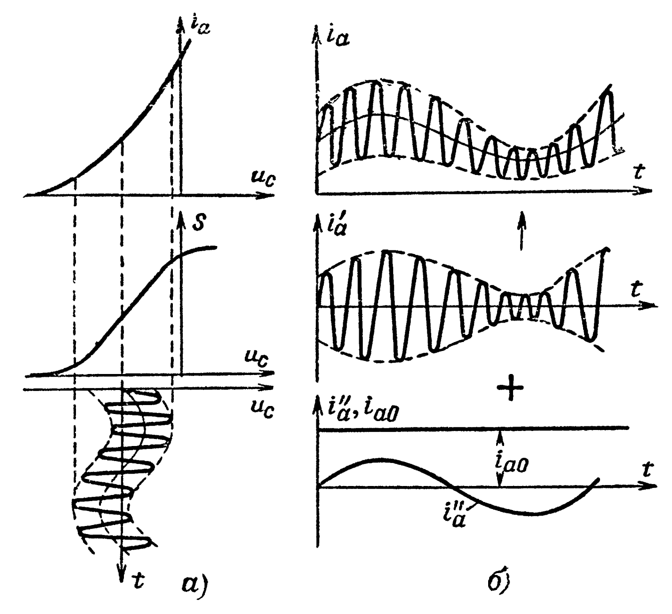


Рис. 11-25. Графики, поясняющие работу преобразователя частоты.

ходе колебания требуемой частоты. Следует отметить отличие процесса преобразования частоты от процесса модуляции. Модуляция, как правило, производится при работе генератора с углом отсечки $\Theta < 180°$, что необходимо для получения высокого к. п. д. модулятора. Преобразование частоты обычно осуществляется в маломощных устройствах, где получение высокого к. п. д. не имеет существенного значения. В этих схемах обычно одним из важнейших

требований является минимальное содержание в анодной цепи комбинационных частот вида $(nf_1 \pm mf_2)$ и гармоник высших порядков, что достигается работой без отсечки анодного тока, т. е. при угле отсечки $\Theta = 180°$.

В приемных устройствах, особенно на СВЧ, часто используется диодный преобразователь (рис. 11-26). В нем напряжения колебаний смешиваемых частот подаются в анодную цепь диода. Характеристика диода в своем нижнем участке близка к квадратичной параболе, и поэтому анодный ток пропорционален квадрату приложенного напряжения

$$i_a = ku_a^2, \tag{11-32}$$

где k — постоянный коэффициент.

При воздействии обоих напряжений

$$u_a = U_{a1} \sin 2\pi f_1 t + U_{a2} \sin 2\pi f_2 t.$$

Пусть амплитуды обоих напряжений одинаковы, тогда ток в анодной цепи согласно формуле (11-32)

$$i_a = kU_a^2 (\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t)^2 =$$
$$= kU_a^2 (\sin^2 2\pi f_1 t + 2 \sin 2\pi f_1 t \cdot \sin 2\pi f_2 t + \sin^2 2\pi f_2 t)$$
$$(\text{при } i_a \geqslant 0).$$

Преобразуя второе слагаемое этого выражения, получим:

$$2 \sin 2\pi f_1 t \cdot \sin 2\pi f_2 t = \cos 2\pi (f_1 + f_2) t - \cos 2\pi (f_1 - f_2) t.$$

Отсюда видно, что в анодной цепи диода присутствуют токи суммарных и разностных частот. Включая в цепь диода контур, настроенный на одну из них, можно выделить нужную нам преобразованную частоту.

Выше был рассмотрен принцип действия умножителя частоты, т. е. устройства, на выходе которого создается синусоидальное напряжение с частотой, в целое число раз превышающей частоту переменного напряжения на его входе. Теперь рассмотрим решение обратной задачи, т. е. получения на выходе некоторого устройства, кото-

Рис. 11-26. Диодный преобразователь частоты.

рое в дальнейшем будем называть делителем частоты, переменного напряжения с частотой, в целое число раз меньшей частоты напряжения на его входе. Эту задачу можно решить с помощью обычного генератора с самовозбуждением, в анодную цепь которого включается контур, настроенный на частоту входного напряжения, уменьшенную в целое число раз. Источник напряжения, частоту которого делят, включают вместо анодной батареи (рис. 11-27). Смещение на сетке создается за счет специального источника.

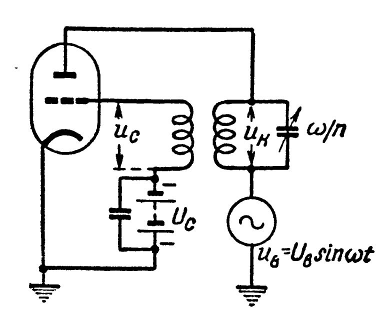


Рис. 11-27. Делитель частоты.

Во время отрицательного полупериода напряжения источника анодного напряжения анодный ток отсутствует. При положительном полупериоде напряжения в анодной цепи возникает импульс анодного тока, который возбуждает колебания в контуре. Эти колебания создают, благодаря наличию цепи обратной связи, на сетке лампы переменное напряжение с частотой собственных колебаний контура (рис. 11-28). Однако из-за наличия отрицательного смеще-

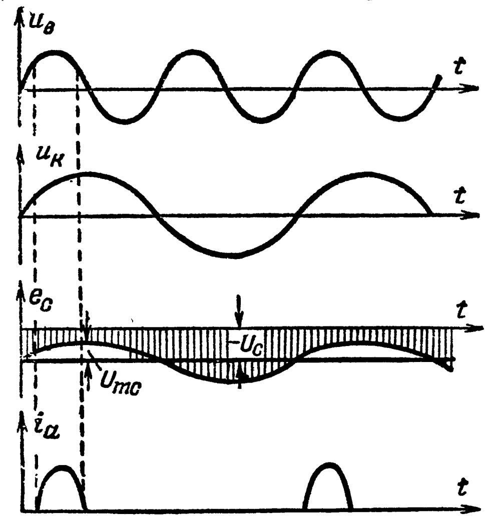


Рис. 11-28. Графики, поясняющие работу делителя частоты.

ния на сетке они смогут вызвать прохождение тока через лампу только при появлении значительного положительного потенциала на аноде в то время, когда на сетке лампы переменная составляющая напряжения имеет также положительное значение.

Предположим для конкретности, что частота источника в 2 раза превышает частоту собственных колебаний контура. Тогда, как нетрудно видеть непосредственно из рис. 11-28, условия для появления анодного тока будут возникать с частотой колебаний в контуре, импульсы анодного тока будут пополнять запас энергии в нем, и в контуре возникнут незатухающие колебания с частотой, в 2 раза меньшей частоты колебаний на входе.

Заметим, что если бы не было обратной связи и смещения на сетке, импульсы анодного тока проходили бы через контур дважды за период колебаний в нем. Один из них сообщал бы контуру запас энергии, а второй отбирал ее, и колебания с собственной частотой в нем не могли бы возникнуть.

11-7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ

В предыдущей главе была рассмотрена работа некоторых важнейших генераторов импульсов. Полученные с их помощью импульсы часто необходимо подвергнуть самым различным преобразованиям. Рассмотрим принцип работы основных преобразователей электрических импульсов.

Ограничители срезают часть сигналов, лежащую выше или ниже некоторого заданного уровня. Иначе говоря, ток и напряжение на выходе ограничителя остаются неизменными, если напряжение на входе выходит за пределы данных уровней. Если срезается сигнал выше некоторого уровня, то устройство называют ограничителем по максимуму, если же срезается сигнал ниже некоторого уровня, то устройство называют ограничителем по минимуму. Существуют также ограничители, срезающие сигнал сверху и снизу одновременно.

Наиболее просто ограничение производится с помощью диодов (рис. 11-29,*а*); при этом используется их свойство не пропускать ток, когда напряжение на аноде становится меньше нуля. Последовательно с источником переменного напряжения $u_{вх}$ включается источник постоянного тока U_0, положительный полюс которого подключен к катоду. Поэтому результирующее напряжение на аноде

$$u_a = u_{вх} - U_0.$$

Следовательно, диод открыт, только если $u_a > 0$, т. е.

$$|u_{вх}| > |U_0|.$$

Сопротивление R выбирается значительно превышающим внутреннее сопротивление открытого диода, которое имеет порядок нескольких сот ом.

Когда напряжение на аноде отрицательно, ток через диод не протекает, и падение напряжения на выходном сопротивлении R отсутствует. Когда напряжение станет положительным, диод откроется, и через сопротивление R потечет ток, пропорциональный напряжению на входе, создавая на сопротивлении пропорциональное ему напряжение (рис. 11-29,*б*).

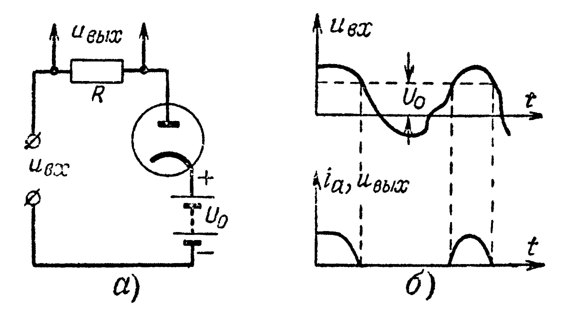


Рис. 11-29. Ограничитель по минимуму.

Если ставится обратная задача: создать на выходном сопротивлении напряжение, изменяющееся пропорционально входному напряжению до значения U_0, а затем остающееся неизменным, то нужно перевернуть диод или переключить зажимы так, чтобы на катод диода импульсы приходили с отрицательной полярностью, а источник напряжения подключить положительным полюсом к аноду (рис. 11-30,*а*). При этом на выходе получим напряжение, изображенное на рис. 11-30,*б*. По сравнению с предыдущей схемой импульс на сопротивлении R имеет обратную полярность.

Широкое использование находит схема сеточного ограничителя по максимуму, изображенная на рис. 11-31,*а*. Эта схема отличается от обычного усилителя на сопротивлении наличием в сеточной цепи большого активного сопротивления и выбором рабочей точки. Ограничение наступает здесь при небольшом положительном напряжении на сетке. Воз-

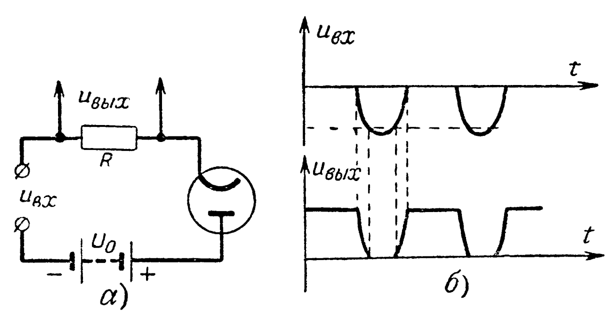


Рис. 11-30. Ограничитель по максимуму.

никающий при переходе напряжения на сетке к положительным значениям сеточный ток, проходя по сопротивлению R_c, создает на нем падение напряжения, практически компенсирующее увеличение напряжения на входе. Поэтому напряжение на участке сетка — катод остается почти неизменным, и вершина импульса в анодной цепи оказывается срезанной (рис. 11-31,*б*). Выбором напряжения смещения — U_c можно в этой же схеме получить и ограничение по минимуму.

В целом ряде случаев необходимо иметь устройства, способные создавать на выходе импульсы (скачки) тока или напряжения, величина которых не зависит от амплитуды, формы и в некоторых пределах от длительности поступающих на их вход импульсов. Для срабатывания такого устройства необходимо только, чтобы сигнал на входе превысил некоторое минимальное значение. Устройство такого рода представляет собой своеобразное электронное реле, которое часто называют триггером (пусковой схемой).

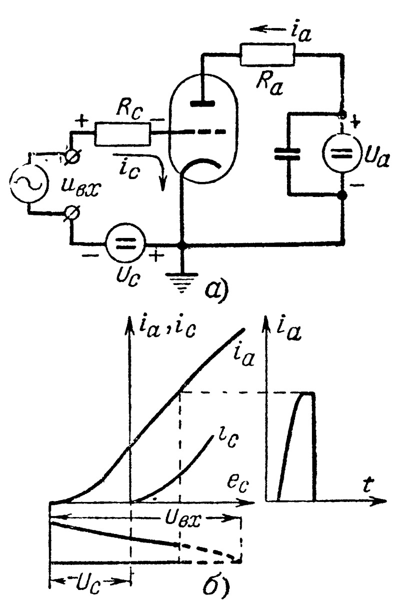


Рис. 11-31. Сеточный ограничитель.

а — схема; *б* — графики, поясняющие работу ограничителя.

На рис. 11-32,*а* изображена типовая схема триггера, которая напоминает схему мультивибратора. Отличие заключается лишь в отсутствии конденсаторов и наличии источника постоянного смещения в сеточной цепи. Устойчивое состояние в такой схеме достигается тогда, когда одна из ламп заперта, а вторая — открыта.

Предположим, что в некоторый момент времени в цепях обеих ламп протекают одинаковые токи. В силу неизбеж-

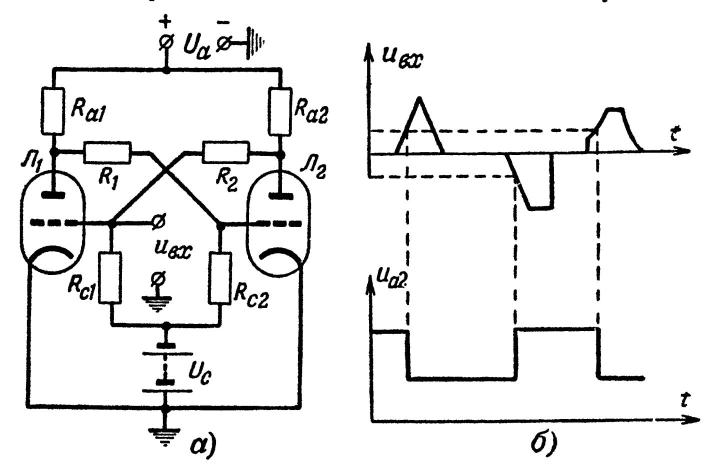


Рис. 11-32. Триггер.
а — схема; *б* — графики, поясняющие ее работу.

ных флуктуаций электронного потока ток в одной из ламп в некоторый момент времени немного возрастет; пусть это будет лампа $Л_1$. Тогда увеличится падение напряжения на сопротивлении R_{a1}, на долю сопротивлений R_1 и R_{c2} будет приходиться меньшее напряжение, и ток, текущий через них, уменьшится, а напряжение на сетке лампы $Л_2$ упадет. Это приведет к уменьшению тока в ней и увеличению положительного напряжения на аноде. Последнее, в свою очередь, вызовет увеличение тока, протекающего через сопротивления R_2 и R_{c1}, и возрастание потенциала сетки первой лампы. Ток, протекающий через последнюю, еще больше возрастет. Такой процесс приведет к лавинообразному уменьшению тока одной лампы и возрастанию тока другой до тех пор, пока одна из ламп не запрется. В таком состоянии схема может находиться неопределенное время, т. е. оно будет устойчивым.

Однако, если подать на сетку запертой лампы импульс положительного напряжения, достаточный для создания в ней хотя бы небольшого анодного тока, все процессы потекут в противоположном направлении и приведут к чрезвычайно быстрому запиранию ранее отпертой лампы и отпиранию ранее запертой лампы. Это перебрасывание (опрокидывание) схемы можно вызвать также подачей на сетку открытой лампы отрицательного импульса, способного создать небольшое уменьшение ее анодного тока.

Следовательно, схему можно заставить срабатывать в ту и другую сторону, подавая на сетку одной из ламп импульсы противоположной полярности.

Из рис. 11-32,*б* приведены графики анодного напряжения второй лампы при опрокидывании схемы под действием внешних импульсов, амплитуда которых превышает напряжение опрокидывания $U_{опр}$. Эти импульсы подаются в цепь сетки первой лампы. При отпирании импульсы управляют ее анодным током; напряжение же на второй лампе изменяется скачками с постоянной амплитудой.

Часто в импульсных устройствах возникает необходимость так преобразовать сигнал, поданный на вход, чтобы напряжение или ток на выходе были пропорциональны не величине входного сигнала, а скорости его изменения. Такую операцию преобразования называют дифференцированием входного сигнала, а цепи, которые ее осуществляют,— дифференцирующими.

Простейшей дифференцирующей цепью может служить последовательное соединение сопротивления и конденсатора (рис. 11-33,*а*). Если сопротивление конденсатора C для основных составляющих тока импульса много больше активного сопротивления R, то характер изменения тока в цепи определяется в основном конденсатором. Ток же в цепи конденсатора пропорционален скорости изменения напряжения на нем:

$$i_C = \frac{\Delta q}{\Delta t} = \frac{C \cdot \Delta u}{\Delta t},$$

где $\frac{\Delta u}{\Delta t}$ — скорость изменения напряжения.

Проходя по сопротивлению R, этот ток создает на нем напряжение, пропорциональное скорости изменения входного напряжения.

Дифференцирующие цепи позволяют получать кратковременные импульсы с крутым передним фронтом при подаче

на их вход импульсов, близких по форме к прямоугольным (рис. 11-33,*б*). Импульс на выходе возникает в момент начала импульса на входе. Чем круче передний фронт импульса на входе, т. е. больше скорость нарастания напряжения, тем больше амплитуда импульса на выходе. В то время как возрастание напряжения на входе замедляется, напряжение на выходе спадает и становится равным нулю в течение времени, соответствующего плоской вершине входного импульса, когда напряжение не изменяется. При спаде входного напряжения вновь возникает импульс напряжения на выходе, но уже противоположной полярности, так как скорость изменения напряжения на входе становится отрицательной.

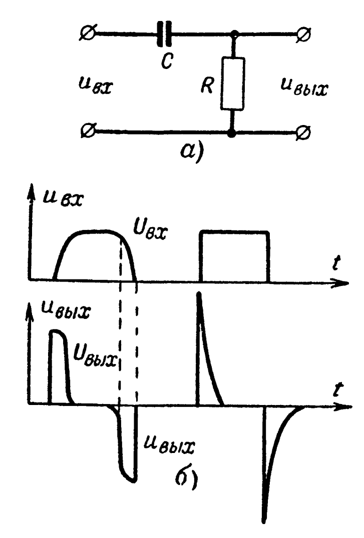


Рис. 11-33. Дифференцирующая цепь (*а*) и графики, поясняющие ее работу (*б*).

Физически разная полярность импульсов объясняется тем, что в первом случае конденсатор заряжается, а во втором — разряжается.

Все это можно проследить при сравнении входных и выходных напряжений в случае колоколообразного и прямоугольного импульсов, приведенных на рис. 11-33,*б*. При одинаковой амплитуде напряжения на входе амплитуда напряжения на выходе в случае прямоугольного импульса значительно больше. При идеальном дифференцировании амплитуда его должна была бы быть равна бесконечности, и импульс должен был иметь бесконечно малую длительность. Однако наличие активного сопротивления в цепи приводит к тому, что амплитуда выходных импульсов конечна и они длятся в течение некоторого отрезка времени. Чем меньше активное сопротивление цепочки, а следовательно, меньше ее постоянная времени, тем импульсы ближе к идеальным.

В целом ряде случаев, когда в цепи протекает изменяющийся во времени ток, представляет интерес получить напряжение, пропорциональное заряду, прошедшему через цепь за некоторый отрезок времени. Для того чтобы опре-

делить этот заряд, нужно было бы разбить весь интересующий нас интервал времени на малые отрезки, в течение которых можно было бы с заданной степенью точности считать ток постоянным, и подсчитать сумму зарядов, перенесенных за эти малые отрезки времени. Эту операцию принято называть интегрированием.

Можно предложить целый ряд радиотехнических схем, которые способны выполнять функцию интегрирования, т. е. создавать на своем выходе напряжение, пропорциональное интегрируемой (суммируемой) электрической величине, действующей на ее входе.

Простейшей интегрирующей цепью является конденсатор. Действительно, напряжение на его обкладках пропорционально сумме всех накопленных в нем зарядов, принесенных током в его цепи.

Остановимся несколько подробнее на интегрирующих действиях конденсатора C, учитывая, что в его цепи всегда существует некоторое сопротивление потерь R (рис. 11-34,*а*). Если на вход такой цепи подается импульс напряжения прямоугольной формы (рис. 11-34,*б*), то напряжение на конденсаторе растет постепенно, стремясь к величине напряжения на входе.

Для того чтобы нарастающее напряжение на конденсаторе не препятствовало прохождению тока в цепи, оно не должно возрастать за время импульса до величины, соизмеримой с напряжением на входе. Это достигается включением последовательно в цепь весьма большого активного сопротивления, в результате чего постоянная времени цепи оказывается много большей длительности импульса.

Однако постоянная времени должна быть одновременно настолько малой, чтобы после окончания действия импульса конденсатор успел разрядиться до начала следующего импульса.

В некоторых случаях ставится задача интегрирования серии импульсов, тогда постоянная времени соответственно увеличивается.

Для получения развертки в осциллографических индикаторах и для других операций, связанных с электрическим отсчетом времени, необходимо иметь устройства, создающие напряжение, возрастающее пропорционально времени. Естественно, что в какой-то момент возрастание напряжения должно прекратиться и начаться снова спустя требуемый отрезок времени. Напряжение в таком устройстве имеет пилообразную форму (рис. 11-35,*б*).

В настоящее время существует довольно много схем, позволяющих получить колебания такого рода. Мы рассмотрим простейшую схему, в которой импульсы напряжения прямоугольной формы преобразуются в импульсы напряжения, изменяющиеся во времени по линейному закону (рис. 11-35,*а*). В анодную цепь триода включен конденсатор *C*, заряжающийся от источника анодного напряжения через большое сопротивление *R*, когда лампа под действием

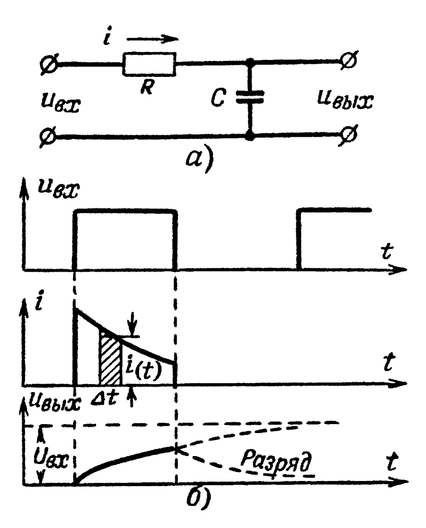


Рис. 11-34. Интегрирующая цепь (*а*) и графики, поясняющие ее работу (*б*).

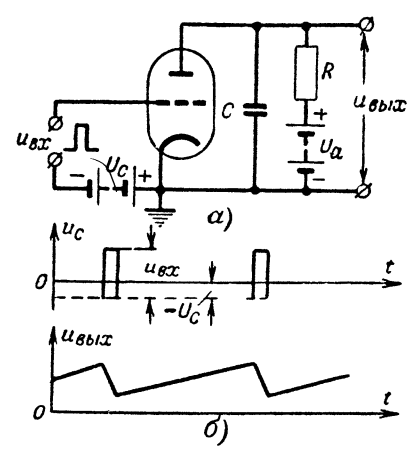


Рис. 11-35. Схема для получения пилообразного напряжения (*а*) и графики, поясняющие ее работу (*б*).

напряжения источника постоянного смещения — U_c заперта. Процесс увеличения напряжения на конденсаторе изображен на рис. 11-35,*б*. В своей начальной стадии он протекает по закону, мало отличающемуся от линейного. В некоторый момент времени на управляющую сетку лампы подается кратковременный положительный импульс прямоугольной формы, резко отпирающий лампу. Лампа выбирается с возможно меньшим сопротивлением, поэтому разряд конденсатора происходит хотя и по экспоненциальному закону, но столь быстро, что это не создает существенных отклонений выходного напряжения от пилообразной формы. После окончания отпирающего импульса процесс повторяется.

ВОПРОСЫ

1. Что такое преобразование колебаний и почему для его осуществления необходим нелинейный элемент?

2. Какой спектр частот имеют амплитудно-модулированные колебания? Какими его составляющими определяется дальность действия линии связи?

3. Поясните назначение всех элементов схемы лампового генератора с сеточной модуляцией. Как следует выбирать режим работы лампы при модуляции?

4. В чем заключаются особенности режима работы лампового генератора при анодной модуляции? Каковы достоинства и недостатки анодной модуляции по сравнению с сеточной?

5. Почему в лампах с экранирующей сеткой обычно используется анодно-экранная модуляция?

6. Почему всякая частотная модуляция сопровождается фазовой модуляцией, и наоборот?

7. Что необходимо сделать, чтобы, осуществляя фазовую модуляцию, получить неискаженную частотную модуляцию?

8. Какой спектр имеют частотно- и фазово-модулированные колебания? Чем определяется практический спектр при широкополосной и узкополосной модуляции?

9. Почему частотная модуляция не используется в диапазонах длинных, средних и коротких волн?

10. Каким образом электронная лампа может выполнять роль переменного реактивного сопротивления? При изменении какого параметра лампы изменяется ее проводимость?

11. Почему в балансном модуляторе модулирующее напряжение подается на сетки ламп в противофазе, а высокочастотное напряжение в одинаковой фазе?

12. Сколькими импульсами возможно удовлетворительно передавать закон модулирующего напряжения?

13. Какой вид имеют радиосигналы при амплитудно-импульсной модуляции?

14. Какими достоинствами и недостатками обладает широтно-импульсная модуляция?

15. Каким образом передается модулирующий сигнал при фазо-импульсной модуляции?

16. Почему при дальней связи обычно используется телеграфная работа?

17. Каково назначение нелинейного элемента в схеме амплитудного детектора? Для чего нагрузка шунтируется конденсатором?

18. Как может быть произведено детектирование частотно-модулированных колебаний?

19. Можно ли осуществить умножение частоты с помощью резонансного усилителя, работающего в режиме класса «А»?

20. Почему необходимо, чтобы в преобразователе его крутизна изменялась в зависимости от напряжения внешних источников?

21. Как работает делитель частоты?

22. Можно ли производить умножение и деление частоты не в целое число раз?

23. Чем отличается работа сеточного ограничителя от диодного?

24. Как можно преобразовать мультивибратор в триггер?

25. Дифференцирующие и интегрирующие цепи состоят из конденсаторов и сопротивлений. Чем достигается различный характер их действия?

ЗАДАЧИ

1. Передатчик работает на частоте 500 *кгц*. Максимальная частота модуляции 5 *кгц*. Какой добротностью должны обладать контуры передатчика, чтобы пропустить без искажений модулированные по амплитуде сигналы?

2. При амплитудной модуляции средняя глубина модуляции равна 0,3. Определить, какая доля излучаемой мощности приходится на боковые частоты?

3. Девиация частоты в частотно-модулированном передатчике равна 75 *кгц*. Модулирующие частоты лежат в пределах от 200 до 2 500 *гц*. Определить максимальный индекс модуляции и полосу частот, занимаемую передатчиком.

Глава двенадцатая

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

12-1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Радиопередающие устройства предназначаются для создания модулированных высокочастотных колебаний, энергия которых преобразуется антенной в энергию электромагнитных волн.

Современные радиопередающие устройства классифицируют, в первую очередь, по области их применения. Этот признак в значительной мере определяет рабочий диапазон, общую структуру, вид модуляции, способ стабилизации частоты и прочие основные данные передатчиков.

Структура радиопередающих устройств может в сильной степени различаться в зависимости от целевого назначения и рабочего диапазона станции. Поэтому следует ознакомиться с основными принципами построения радиопередающих устройств различных типов. При этом по общему техническому признаку все радиопередатчики могут быть разбиты на две группы: с непрерывным и импульсным излучением сигналов.

Вне зависимости от целевого назначения у передатчиков каждой из этих групп очень много общего между собой.

К первой группе относятся передатчики радиовещательных, связных, телевизионных, части радионавигационных станций и линий телеуправления.

Ко второй группе относятся почти все передатчики радиолокационных станций, большей части многоканальных линий связи, телеуправления и части радионавигационных станций.

Остановимся сначала на особенностях построения и работы передатчиков с непрерывным излучением.

По общему принципу работы радиовещательные и связные станции очень близки друг к другу, но если первые работают на строго фиксированной волне (также работают и телевизионные станции), то вторые обычно могут изменять свою рабочую частоту в пределах весьма широкого диапазона, чтобы использовать наивыгоднейшую волну для связи с различными корреспондентами. Развитие радиотехники началось с использования однокаскадных передатчиков, состоящих из одного генератора с самовозбуждением,

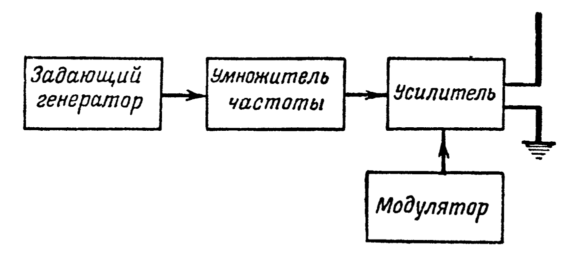


Рис. 12-1. Структурная схема многокаскадного передатчика.

в котором производилась модуляция или телеграфная манипуляция. Однако они не позволяют получать значительную мощность и необходимую стабильность рабочей частоты. Поэтому в настоящее время радиовещательные и связные передатчики, как правило, строятся по многокаскадной схеме (рис. 12-1), состоящей из генератора с самовозбуждением (его называют задающим генератором передатчика), одного или нескольких каскадов усиления (генераторов с внешним возбуждением) и модулятора. Некоторые из промежуточных генераторов с внешним возбуждением могут работать в режиме умножения частоты.

В качестве задающих генераторов в передатчиках, работающих в широком диапазоне частот, вследствие простоты настройки чаще всего используются одноконтурные генераторы с самовозбуждением; в последнее время стали применяться двухконтурные генераторы с электронной связью из-за возможности получения более высокой стабильности частоты, большей мощности и получения умножения частоты уже в самом автогенераторе. Следует отметить, что повышение стабильности рабочей частоты является одной из самых важных проблем современной радиотех-

ники; ради нее приходится идти на серьезные усложнения схем и конструкций радиопередающих устройств. Особенное значение она имеет для передатчиков с непрерывным излучением.

12-2. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Проблема стабилизации частоты приобрела большое значение вследствие увеличения числа действующих радиостанций. При недостаточной стабильности частоты передатчиков возникают сильные взаимные помехи и нарушения нормальной связи.

Это вынудило путем заключения специальных конвенций устанавливать единые международные нормы допустимой нестабильности частоты передатчиков различного назначения, которые периодически пересматриваются и становятся со временем все более жесткими.

Например, для радиовещательных станций длинноволнового диапазона не допускается уход частоты более чем на ±5 *гц* от установленного значения; для связных радиостанций оно колеблется в зависимости от вида станций в пределах от 0,01 до 0,02%.

Какие же причины вызывают уходы частоты, определяемой задающим генератором?

Среди этих причин первое место занимают изменения температуры. Емкость конденсаторов и индуктивность катушек зависят от их линейных размеров, которые в некоторых пределах изменяются при изменении температуры.

Перепады рабочих температур деталей радиотехнических цепей могут иметь весьма большую величину. Постоянные и переменные токи, проходя по катушкам и конденсаторам генераторов, нагревают их до температуры 70—90° С.

Особенно большие изменения температуры наблюдаются у деталей ламп, что приводит к существенному изменению их междуэлектродных емкостей, входящих в колебательную систему генератора.

Влияние прогрева особенно сильно проявляется в первые минуты после включения передатчика, когда происходит резкое уменьшение частоты, называемое «выбегом» (рис. 12-2).

Влияние изменения междуэлектродных емкостей лампы сказывается на частоте автогенератора тем резче, чем зна-

чительнее их удельный вес в общей емкости колебательной системы генератора. Обычно он тем больше, чем короче волна. В диапазоне метровых и более коротких волн часто внешний конденсатор вообще отсутствует, и вся емкость контура определяется емкостями лампы.

Поэтому, когда это возможно, стараются, чтобы задающий генератор работал на возможно более длинных волнах. Обычно задающие генераторы современных передатчиков работают на частотах не свыше 1—3 *Мгц* (λ=300—100 *м*).

Отсюда вытекает важное практическое следствие: необходимость умножения частоты в промежуточных каскадах передатчиков, работающих на более коротких волнах.

Снижение нагрева деталей контура и лампы, необходимое для уменьшения ухода частоты,

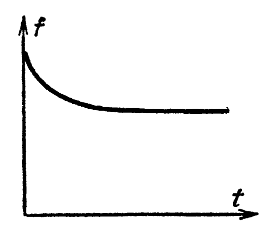


Рис. 12-2. График изменения рабочей частоты генератора после его включения.

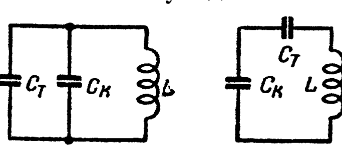


Рис. 12-3. Схема температурной компенсации с помощью тикондовых конденсаторов.

может быть достигнуто путем уменьшения мощности задающего генератора. Обычно она не превышает нескольких ватт. Указанные обстоятельства служат основной причиной большего числа каскадов в современных передающих устройствах.

Борьба с температурными влияниями на частоту задающего генератора ведется в основном по двум направлениям: создания возможно более стабильных колебательных систем, т. е. таких колебательных систем, которые мало изменяют свои параметры под влиянием изменения температуры и прочих внешних условий, и путем компенсации температурных изменений, возникающих в отдельных элементах контура. Последнее осуществляется проще всего с помощью конденсаторов из специального твердого диэлектрика — тиконда, которые уменьшают свою емкость при нагреве. Подключенные параллельно или последовательно основному конденсатору контура (рис. 12-3), они могут компенсировать увеличение его емкости при изменении температуры. Этот способ носит название термокомпенсации.

Несмотря на значительные успехи в технологии изготовления высокостабильных деталей, они до сих пор являются очень дорогими и сложными в изготовлении и часто еще полностью не удовлетворяют современным требованиям.

Изменение температурного режима генератора в процессе его эксплуатации может быть вызвано изменением питающих напряжений или сопротивления нагрузки. Одновременно возникают изменения токов в отдельных цепях схемы, что приводит к изменению коэффициента обратной связи за счет изменения напряжения на участке сетка — катод лампы, создаваемого сеточным током; происходит перераспределение объемного заряда в лампе, что также приводит к изменению действующих значений междуэлектродных емкостей. Все это также вызывает заметные уходы частоты автогенератора.

Для устранения изменений напряжений, питающих задающий генератор, когда это возможно, питают его от отдельного стабилизированного источника и не производят в нем модуляции.

В целях уменьшения изменений нагрузки и устранения влияния каскадов, режим работы которых резко меняется за счет модуляции, манипуляции и по другим причинам, за задающим генератором ставят так называемый буферный генератор, работающий без сеточных токов и поэтому почти не нагружающий возбудитель.

При современных требованиях к стабильности частоты смещение витков катушек, прогиб пластин конденсаторов, провисание монтажных проводов и прочие деформации деталей генераторов, измеряемые десятыми и даже сотыми долями миллиметра, оказываются недопустимыми. Поэтому детали задающих генераторов делают массивными, прочными, а весь монтаж ведут жесткими закрепленными проводами.

Заметные изменения частоты автогенератора возможны в результате изменений влажности и давления воздуха, что приводит к изменениям диэлектрической постоянной, а следовательно, и к изменению емкостей воздушных конденсаторов.

Как было показано при рассмотрении работы автогенераторов, стабильность частоты определяется в основном добротностью и эталонностью колебательной системы. Поэтому лучшей стабильности частоты можно добиться, используя двухконтурные автогенераторы, в которых один из

контуров можно не связывать с нагрузкой (тем самым не ухудшить его добротности) и изолировать от внешних влияний. Роль высокодобротных эталонных контуров в таких системах могут играть электромеханические резонаторы — пластинки кристаллов кварца.

Пластинки, вырезанные определенным образом из кристаллов кварца, обладают замечательными свойствами: если подвергать их сжатию или растяжению, то на их гранях появляются электрические заряды противоположных знаков (рис. 12-4); знаки зарядов изменяются при переходе от сжатия к растяжению. Это явление получило название прямого пьезоэлектрического эффекта.

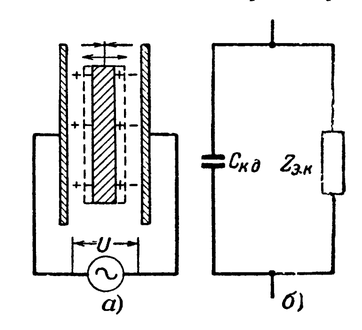


Рис. 12-4. Пьезоэффект в кварцевых пластинках.

а — пьезокварц в цепи переменного тока; *б* — эквивалентная схема.

Имеет место и противоположное явление: пластинка, помещенная в электрическое поле, сжимается или растягивается в зависимости от направления поля. Это явление получило название обратного пьезоэффекта.

Оба эти эффекта всегда сопровождают друг друга. Если поместить кварцевую пластинку в переменное электрическое поле конденсатора (рис. 12-4,*а*), она придет в состояние колебаний; при этом на ее гранях появятся переменные электрические заряды. Они будут притягивать на пластины конденсатора дополнительные заряды, создавая кажущийся эффект появления некоторого тока, протекающего через кристалл (так называемого пьезотока), что равноценно появлению в цепи некоторой дополнительной проводимости. Следовательно, нагрузка генератора будет состоять из конденсатора $C_{кд}$ (он же обычно играет роль держателя кварцевой пластинки) и включенного параллельно эквивалентного сопротивления кварца $Z_{эк}$ (рис. 12-4,*б*).

Какой же характер имеет эквивалентное сопротивление кварца?

При любом возбуждающем воздействии кварцевая пластина вынуждена будет совершать колебания с частотой вынуждающей силы. Однако сама пластина, получив некоторую порцию энергии, стремится совершать колебания с собственной частотой. Поэтому если частота внешнего

источника ниже собственной частоты кварцевой пластинки, то деформации пластинки, а следовательно, и пропорциональный им пьезоток будут опережать по фазе напряжение источника.

Таким образом, кварцевая пластинка будет иметь эквивалентное сопротивление емкостного характера.

Наоборот, при частоте внешнего источника, лежащей выше частоты собственных колебаний пластинки, деформации и ток через кварцевую пластинку будут отставать по фазе от напряжения источника. Кварцевая пластинка будет представлять эквивалентное сопротивление индуктивного характера. Чем ближе частота внешнего источника к частоте собственных колебаний пластинки, тем больше ее амплитуда колебаний и больше пьезоток.

Тепловые потери при колебаниях пластинки очень малы, ее добротность достигает десятков тысяч, что в сотни раз выше добротности электрических контуров.

Чем больше частота генераторов отличается от собственной частоты пластинки, тем меньше амплитуда ее колебаний и пьезоток и тем больше сдвиг фаз тока относительно напряжения генератора.

Если частота генератора немного превышает собственную частоту пластинки, то пьезоток велик, и он немного отстает по фазе от напряжения. Это показано на рис. 12-5,*а*, где изображена векторная диаграмма кварца с кварцедержателем. Вектор U характеризует напряжение генератора; вектор $I_{кв}$ изображает пьезоток кварца. Векторная диаграмма построена для такой расстройки кварца, когда реактивная составляющая пьезотока $I_{кв.р}$, имеющая индуктивный характер, равна току кварцедержателя $I_{к.д}$. В этом случае в подводящей цепи они уничтожают друг друга, и в ней протекает только значительный ток активного характера $I_{кв.а}$.

Поэтому вся система представляет для генератора малое активное сопротивление; явления в ней аналогичны резонансу в последовательном контуре.

При большей расстройке генератора амплитуда пьезотока резко уменьшается, а сдвиг фаз увеличивается, и при некоторой расстройке реактивная составляющая пьезотока снова будет компенсировать емкостный ток кварцедержателя (рис. 12-5,*б*). Ток в подводящей цепи будет иметь снова чисто активный характер, но будет очень мал. Поэтому в данном случае система представляет для генера-

тора очень большое активное сопротивление, причем явления аналогичны резонансу в параллельном контуре.

Таким образом, кварцевая пластинка вместе с ее держателем имеет две резонансные частоты, на которых она ведет себя как параллельный или как последовательный контур.

Это можно пояснить также эквивалентной электрической схемой кварца в кварцедержателе (рис. 12-6). Резонансные свойства собственно кварцевой пластинки характеризуются схемой эквивалентного последовательного контура (правая ветвь), параллельно которому включена емкость кварцедержателя. Полученная схема представляет собой контур третьего вида, который имеет две резонансные частоты; между ними контур имеет реактивное сопротивление индуктивного характера.

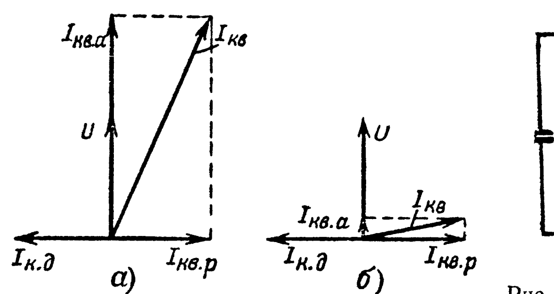


Рис. 12-5. Векторные диаграммы кварца с кварцедержателем.

а — при резонансе напряжений; *б* — при резонансе токов.

Рис. 12-6. Эквивалентная электрическая схема кварца в кварцедержателе.

Невозбужденный кварц в кварцедержателе представляет собой обычный конденсатор с твердым диэлектриком. Его сопротивление может иметь индуктивный характер только за счет интенсивных пьезоэлектрических колебаний. Поэтому кварц используется чаще всего в тех местах схем автогенераторов, где он должен играть роль эквивалентной индуктивности, что гарантирует работу схемы только в случае возбуждения кварца.

Стабилизирующие свойства кварца определяются, главным образом, тем, что его добротность значительно выше, чем у обычных радиотехнических контуров. Длина собственной волны кварцевой пластинки пропорциональна ее толщине (кварц, рассчитанный на работу в диапазоне

средних волн, представляет собой пластинку площадью в несколько квадратных сантиметров и толщиной около 1 *мм*). Пластинку кварца легко изолировать от внешних влияний, поместив ее в эвакуированный баллон, который часто еще совмещается с термостатом — устройством, поддерживающим постоянной температуру внутри баллона. Последнее не всегда необходимо, так как у многих кварцевых пластинок температурный коэффициент расширения очень мал, а у некоторых специально вырезанных пластин он даже равен нулю. Таким образом, кварцевые резонаторы можно сделать высокостабильными.

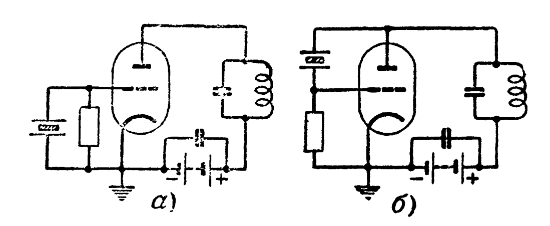


Рис. 12-7. Схемы генераторов с кварцевой стабилизацией.

а — схема с общим катодом; *2* — схема с общим анодом.

Существенным недостатком кварца является его хрупкость. При больших амплитудах колебаний кварцевые пластинки разрушаются, поэтому они не могут использоваться в схемах одноконтурных автогенераторов, где они выполняли бы роль нагрузочных контуров. В схемах двухконтурных генераторов их используют в цепях, где выделяется небольшая доля генерируемой мощности.

Так, например, в схеме автогенератора с общим катодом кварц ставится между сеткой и катодом (рис. 12-7,*а*) и играет роль эквивалентной индуктивности. Основная мощность выделяется в анодном контуре. В схеме с общим анодом (рис. 12-7,*б*) кварц включается между сеткой и анодом. Основной нагрузкой генератора служит контур в цепи анод — катод лампы.

В схеме с общей сеткой он мог бы выполнять роль эквивалентной индуктивности только при включении между сеткой и анодом, но как раз здесь и выделяется основная мощность. Поэтому кварцевые генераторы, собранные по схеме с общей сеткой, применения не нашли.

Широкое использование в современных передатчиках находят схемы кварцевых генераторов с электронной

связью (рис. 12-8). В них совмещены достоинства кварцевых генераторов и схемы с электронной связью.

В схеме рис. 12-8,*а* внутренняя «автогенераторная» часть, в которой используется катод, управляющая сетка и экранирующая сетка построены по схеме генератора с общим катодом, а в схеме рис. 12-8,*б* — по схеме с общим анодом. «Анодный» контур внутренней части включен между землей и катодом ввиду того, что анод (т. е. экранирующая сетка) по высокой частоте заземлен.

Внешний контур может быть настроен на основную частоту или одну из ее гармоник. В нем допустимо выделение значительной мощности.

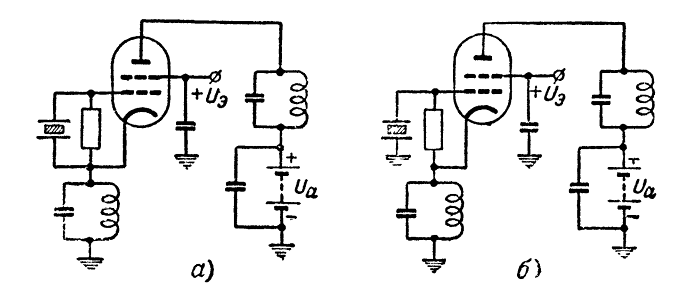


Рис. 12-8. Схемы кварцевых генераторов с электронной связью.

Приведенные выше схемы кварцевых генераторов являются наиболее распространенными; они позволяют получить стабильность частоты в серийной аппаратуре порядка 0,01—0,001%. В настоящее время разработаны более сложные кварцевые генераторы, позволяющие получать стабильность частоты порядка 10^{-7}—10^{-9}. Общим недостатком кварцевых генераторов является возможность работать только на фиксированной частоте.

Широкое распространение для стабилизации частоты передатчиков получили в настоящее время системы автоматической подстройки частоты. Принцип действия их состоит в следующем. Частота задающего генератора подается на усилитель мощности и на частотный дискриминатор (различитель), где производится сравнение рабочей частоты с некоторой эталонной частотой (рис. 12-9,*а*). В зависимости от того, в какую сторону отличается рабочая частота от эталонной, на выходе дискриминатора возникает напряжение того или иного знака. После усиления выход-

ное напряжение дискриминатора подается на сетку реактивной лампы, которая изменяет частоту задающего генератора в нужную сторону.

Вместо реактивной лампы может быть использован электромеханический привод, состоящий из электродвигателя, изменяющего частоту автогенератора в нужную сторону путем изменения емкости переменного конденсатора контура.

В качестве эталонной частоты используются частоты колебаний схемы с несколькими кварцами, при смешении

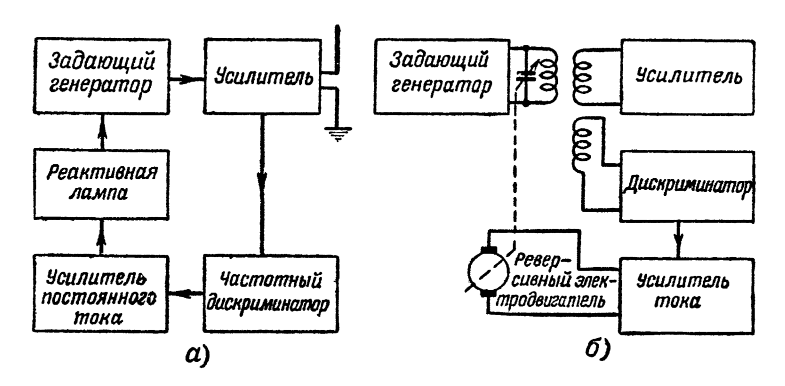


Рис. 12-9. Структурные схемы стабилизации частоты передатчика с помощью системы автоматической подстройки частоты.
а — с реактивной лампой; *б* — с серводвигателем.

частот которых создается последовательность стабильных частот. Грубо генератор настраивается на одну из них вручную, а затем система автоподстройки непрерывно приводит частоту автогенератора к ней.

В подобных устройствах с помощью нескольких кварцев удается получить сетку в несколько сот и даже тысяч опорных (эталонных) частот.

Несмотря на все меры, принятые для стабилизации частоты передатчиков, проблема «тесноты в эфире» попрежнему остается чрезвычайно острой. В настоящее время возможность размещения новых станций в «старых» рабочих диапазонах — длинных, средних и коротких волн — весьма ограниченна. Поэтому происходит интенсивное освоение диапазона ультракоротких радиоволн, куда переводятся все станции местного значения. Это не только позволит разгрузить другие диапазоны, но в силу особен-

ностей распространения ультракоротких волн устранит взаимные помехи местных станций.

Однако это вовсе не означает, что проблема стабилизации частоты не имеет в ультракоротковолновых станциях такого же важного значения, как в станциях других диапазонов.

Количество действующих УКВ радиостанций растет чрезвычайно быстро, и этот диапазон уже сейчас нельзя считать свободным. Кроме того, важное значение имеет «жесткость», т. е. бесподстроечная работа и быстрота вхождения в связь, что невозможно без высокой стабильности частоты. В связных и радиовещательных станциях УКВ получение высокой стабильности частоты оказывается еще более сложно разрешимой проблемой.

Кварцевая стабилизация непосредственно на этих волнах невозможна, так как кварцевые пластинки для них должны быть настолько тонкими, что их изготовление практически исключено.

Поэтому приходится прибегать к кварцевым возбудителям, работающим на частоте в несколько мегагерц, и производить многократное умножение частоты в промежуточных каскадах передатчиков.

Широкое применение в УКВ передатчиках нашел и метод автоподстройки частоты.

Все сказанное выше показывает, что решение проблемы стабилизации частоты приводит к большому усложнению схемы и конструкции передатчиков.

12-3. УСИЛЕНИЕ МОЩНОСТИ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

Для получения высокой стабильности частоты мощность задающего генератора устанавливается незначительной, причем используется в очень малой степени. Поэтому в передатчике должно производиться многократное усиление мощности с высоким к. п. д. Последнее заставляет использовать во всех каскадах усиления мощности передатчика режим работы с отсечкой анодного тока.

На рис. 12-10,*а* приведена типовая схема усилителя мощности. Напряжение высокой частоты подается тем или иным образом на управляющую сетку генератора от какого-то внешнего источника (задающего генератора или промежуточного генератора).

Для создания смещения на сетке $-U_c$ используется либо специальный источник, либо цепь автосмещения. Нагруз-

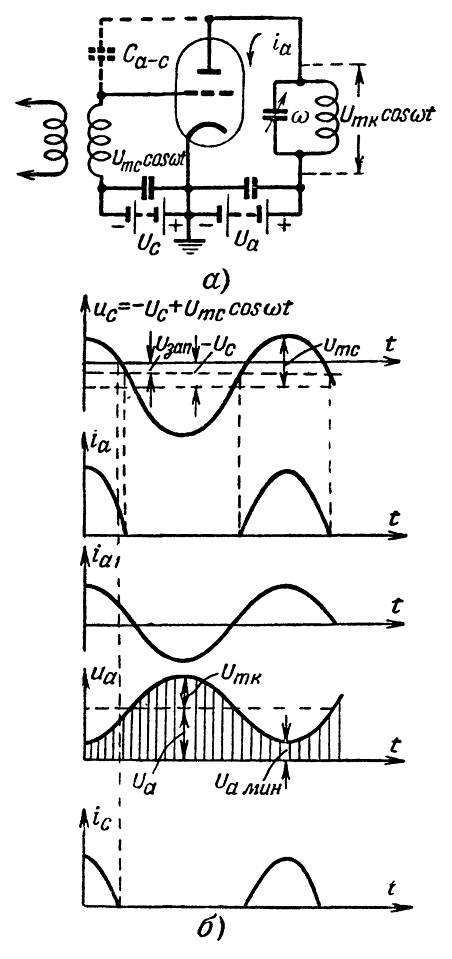


Рис. 12-10. Схема усилителя мощности (*а*), графики процессов, протекающих в усилителе (*б*).

кой генератора служит резонансный контур, настроенный на нужную гармонику анодного тока.

Все источники питания заблокированы конденсаторами. На рис. 12-10,*б* изображены графики процессов в генераторе.

Под действием сеточного напряжения

$$u_c = -U_c + U_{mc}\cos\omega t$$

анодный ток приобретает форму усеченных у основания косинусоидальных импульсов.

Если анодный контур настроен на первую гармонику анодного тока, то он представляет для нее чисто активное сопротивление $R_э$, и она создает на нем падение напряжения

$$u_к = I_{a1} R_э \cos \omega t. \tag{12-1}$$

При этом мгновенное напряжение на аноде

$$u_a = U_a - I_{a1} R_э \cos \omega t. \tag{12-2}$$

Таким образом, максимальному напряжению на сетке соответствуют максимальное значение анодного тока и минимальное напряжение на аноде, т. е. отрицательный максимум переменного напряжения на аноде.

На контуре выделяется мощность

$$P = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_э. \tag{12-3}$$

Мощность, отдаваемая источником постоянного тока, равна произведению постоянной составляющей анодного тока на его напряжение

$$P_0 = I_{a.0} U_a; \tag{12-4}$$

мощность, рассеиваемая на аноде лампы, равна разности между подводимой и генерируемой мощностью

$$P_a = P_0 - P, \tag{12-5}$$

а к. п. д. генератора равен отношению колебательной мощности к подводимой

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{a1}}{I_{a0}} \cdot \frac{U_{mк}}{U_a}. \tag{12-6}$$

Графики зависимостей коэффициентов разложения от угла отсечки (рис. 10-7,*а*) показывают, что наибольшее содержание первой гармоники будет достигаться при угле отсечки $\Theta = 120°$. Однако к. п. д. генератора при этом будет довольно низок.

Чем у́же импульсы, т. е. меньше углы отсечки, тем выше получается к. п. д. генератора.

С этой точки зрения целесообразно работать с возможно меньшими углами отсечки, так как при этом возрастает отношение α_1/α_0 (рис. 10-7,*б*). Однако при этом

мала первая гармоника анодного тока. Поэтому обычно выбирают компромиссное решение, устанавливая угол отсечки в пределах:

$$\Theta = 50 \div 90^\circ.$$

При этом удается получить весьма высокий к. п. д. генератора — порядка 70—80%.

В зависимости от величины сопротивления нагрузки генераторы любых типов изменяют величину отдаваемой ими полезной мощности и к. п. д. Эта зависимость имеет важное практическое значение и носит название нагрузочной характеристики генератора.

Разберем вопрос о том, как изменяется режим работы лампового генератора, работающего с отсечкой анодного тока, в зависимости от величины сопротивления нагрузки. Пусть генератор работает в режиме класса «В» (угол отсечки $\Theta=90^\circ$) на изменяющуюся по величине чисто активную нагрузку.

Для нахождения режима работы генератора удобно пользоваться динамическими характеристками лампы, которые строятся на семействе статических характеристик.

В динамическом режиме (рис. 12-10,*б*) одновременно изменяются напряжения на сетке и на аноде. Если мы хотим знать, какой ток протекает в лампе в данный момент времени, необходимо определить мгновенные значения напряжений на сетке и аноде при данном сопротивлении нагрузки и найти соответствующую им точку на семействе статических характеристик лампы.

Находя такие точки в различные моменты времени и соединив их плавной линией, можно получить динамическую характеристику лампы.

В режиме короткого замыкания, когда $R_э=0$, падение напряжения на контуре тоже равно нулю. В этом случае динамическая характеристика совпадает со статической, так как $U_{mк}=0$ и $u_a=U_a$. На анодных характеристиках она имеет вид вертикальной прямой (рис. 12-11), оканчивающейся на характеристике, снятой при $u_{с.макс}=-U_с+U_{mс}$.

При небольшом сопротивлении нагрузки первая гармоника импульса анодного тока создает на контуре небольшое переменное напряжение. В этом случае динамическая характеристика идет положе (прямая *2*), так как при тех же напряжениях на сетке мгновенные значения анодного напряжения меньше, и, следовательно, анодный ток также меньше.

При дальнейшем увеличении сопротивления нагрузки динамическая характеристика наклоняется в еще большей степени и при некотором сопротивлении нагрузки $R_{э.гр}$ динамическая характеристика попадает в точку изгиба характеристики анодного тока (линия 3). Эта динамическая характеристика называется характеристикой граничного режима.

Дальнейшее увеличение сопротивления нагрузки приводит к тому, что динамические характеристики (линии 4

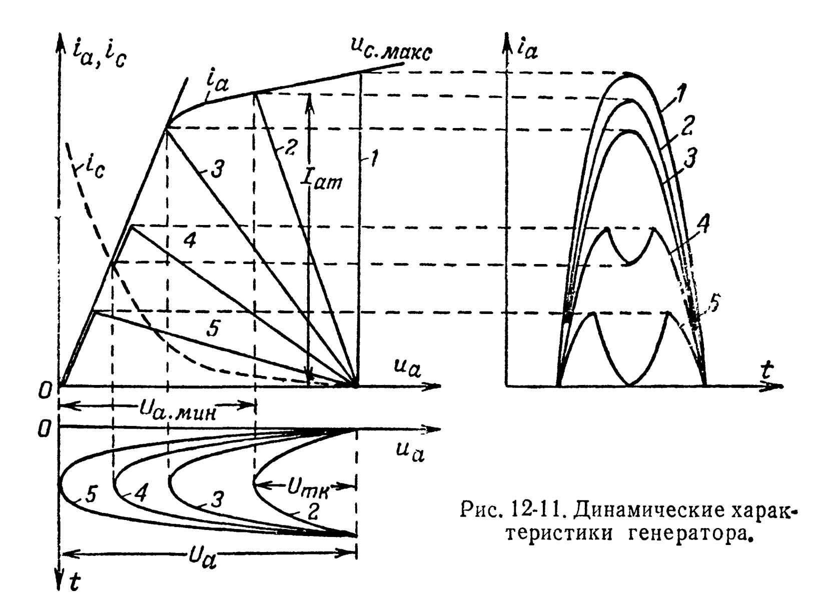


Рис. 12-11. Динамические характеристики генератора.

и 5) пересекают линию спада анодного тока все ниже и ниже. При работе с такой нагрузкой в верхней части импульсов анодного тока появляется провал за счет резкого увеличения сеточного тока.

Таким образом, граничная динамическая характеристика как бы разделяет области двух качественно различных режимов работы генератора: при меньших сопротивлениях нагрузки импульсы анодного тока имеют неискаженную косинусоидальную форму, а при больших сопротивлениях в вершине импульсов анодного тока получается провал.

Первая область называется областью недонапряженного режима, вторая — перенапряженного. Режим, при ко-

тором характеристика совпадает с линией *3*, называют граничным.

При увеличении сопротивления нагрузки в недонапряженном режиме напряжение на контуре возрастает весьма значительно (рис. 12-11), а импульсы анодного тока почти не изменяют свою амплитуду. Вследствие этого мало изменяются первая гармоника и постоянная составляющая анодного тока (рис. 12-12).

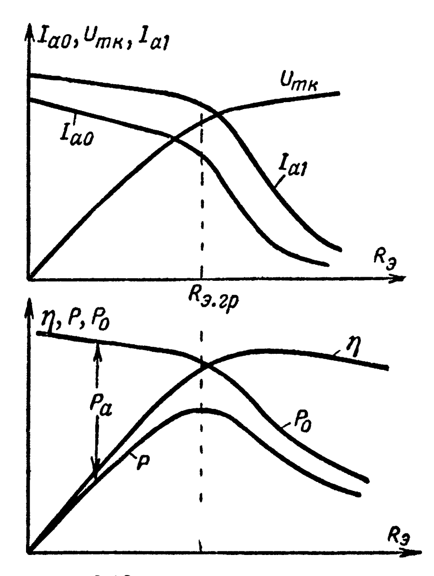


Рис. 12-12. Графики зависимостей токов, напряжений, мощностей и к. п. д. генератора с внешним возбуждением от сопротивления его нагрузки.

После перехода в перенапряженный режим амплитуда напряжения на контуре возрастает очень мало; в то же время в импульсе анодного тока появляется провал и его составляющие уменьшаются очень быстро.

Колебательная мощность равная произведению первой гармоники анодного тока на напряжение на контуре, в недонапряженном режиме возрастает с ростом сопротивления нагрузки, поскольку анодный ток почти не меняется, а напряжение растет. В перенапряженном режиме напряжение возрастает мало, а анодный ток падает, поэтому мощность уменьшается.

Следовательно, максимальную мощность генератор отдает при работе в режиме, близком к граничному режиму. Этот режим часто называют оптимальным, как и сопротивление нагрузки $R_{э.гр}$, при котором он возникает.

Подводимая мощность изменяется пропорционально постоянной составляющей анодного тока. С увеличением сопротивления нагрузки она падает; причем в недонапряженном режиме слабо, а в перенапряженном сильно (рис. 12-12). Мощность, рассеиваемая на аноде, равная разности подводимой и генерируемой мощности, получает-

ся большой при малом сопротивлении нагрузки и уменьшается по мере ее возрастания.

Если генератор работает при настройке в перенапряженном режиме, то при расстройке анодного контура эквивалентное сопротивление последнего резко уменьшается, и генератор переходит в недонапряженный режим. При этом постоянная составляющая анодного тока увеличивается, мощность рассеяния на аноде может возрасти до недопустимой величины, и лампа выйдет из строя. Поэтому настройку анодного контура генератора необходимо производить при пониженном анодном напряжении по максимальному значению тока в контуре или по минимальному значению постоянной составляющей анодного тока. Последнее объясняется тем, что с настройкой контура его сопротивление возрастает, амплитуда импульса уменьшается (рис. 12-11) и, следовательно, уменьшается постоянная составляющая анодного тока.

График зависимости к. п. д. от сопротивления нагрузки может быть получен непосредственно из графиков генерируемой и подводимой мощностей. Коэффициент полезного действия достигает максимального значения в перенапряженном режиме при сопротивлении нагрузки, несколько большем оптимального, благодаря тому, что после перехода через максимум генерируемая мощность меняется сравнительно мало, а подводимая — быстро убывает.

Каким же образом практически регулируют нагрузку генератора для получения от него максимальной мощности?

В тех случаях, когда нагрузкой генератора является одиночный контур (такую схему называют «простой»), он включается как контур 2-го вида, реже как контур 3-го вида, а величина его эквивалентного сопротивления регулируется изменением коэффициента включения.

Для этого провод, соединяющий анод лампы с контуром, оканчивают съемным щупом, который можно переставлять с одного витка контурной катушки на другой.

Генераторы с простой схемой включения нагрузки в настоящее время встречаются редко, чаще полезная нагрузка *1* связывается с анодной цепью лампы через некоторый промежуточный контур *2* (рис. 12-13). Такая схема получила название «сложной».

Таким образом, в генераторе со сложной схемой нагрузкой для лампы служит промежуточный контур, в кото-

рый вносится некоторое сопротивление из выходного контура. Его эквивалентное сопротивление

$$R_э = \frac{L}{C(r_к + r_{вн})} \tag{12-7}$$

Из теории связанных контуров известно, что если контуры настроены, то

$$r_{вн} = \frac{X_{св}^2}{r_н}. \tag{12-8}$$

Следовательно, увеличивая связь между входным и промежуточным контурами, мы увеличиваем вносимое в него сопротивление и уменьшаем его эквивалентное резонансное сопротивление.

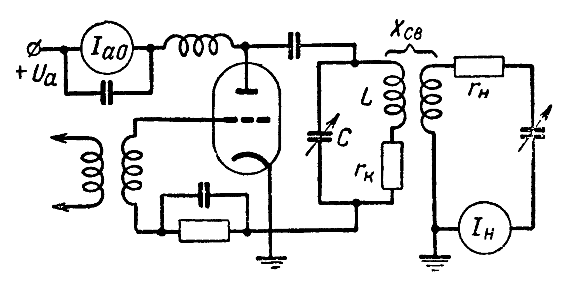


Рис. 12-13. Генератор с включением нагрузки по сложной схеме.

Построение схемы генератора говорит о том, что только некоторая доля от всей генерируемой мощности передается в цепь полезной нагрузки (в выходной контур). Остальная часть колебательной мощности рассеивается в промежуточном контуре

$$P = P_к + P_н, \tag{12-9}$$

где P — вся генерируемая мощность;

$P_н$ — мощность, передаваемая в нагрузку;

$P_к$ — мощность, рассеиваемая в промежуточном контуре.

Отношение, показывающее, какая доля всей генерируемой мощности передается во внешний контур, называют к. п. д. промежуточного контура:

$$\eta_к = \frac{P_н}{P}. \tag{12-10}$$

Очевидно, что доля передаваемой мощности будет тем больше, чем больше связь между контурами.

Рассмотрим, как изменяются энергетические соотношения в генераторе сложной схемы при изменении связи между контурами. Мощность в выходном контуре

$$P_{н} = P\eta_{к}. \qquad (12\text{-}11)$$

Если эквивалентное сопротивление промежуточного контура при отсутствии связи с выходным контуром $R_{э0}$ очень велико, то генератор работает в сильно перенапряженном режиме (точка A на рис. 12-14), причем к. п. д. промежуточного контура равен нулю, так как связи нет.

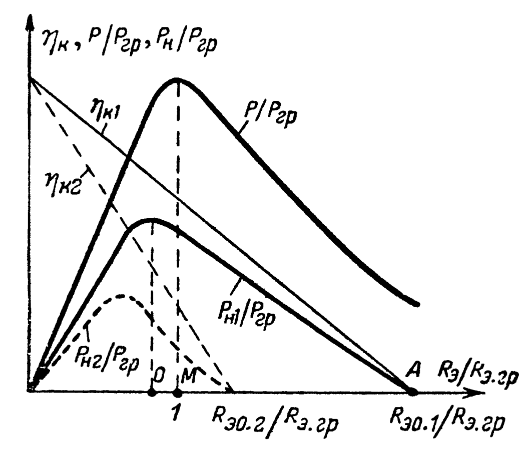


Рис. 12-14. Графики зависимостей мощностей и к. п. д. генератора с включением нагрузки по сложной схеме.

По мере увеличения связи эквивалентное сопротивление контура уменьшается, и генерируемая мощность возрастает в соответствии с зависимостью мощности P от сопротивления $R_{э}$ для генератора с простой схемой включения нагрузки (кривая $P/P_{гр}$ на рис. 12-14). Одновременно увеличивается доля мощности, передаваемая во внешний контур, и мощность в нем возрастает.

Так продолжается до тех пор, пока эквивалентное сопротивление промежуточного контура не станет равным значению, при котором генерируемая мощность достигает максимума (точка M на рис. 12-14). Дальнейшее увели-

чение связи приводит к уменьшению генерируемой мощности. Однако это не приводит сразу к уменьшению мощности в выходном контуре; наоборот, при некотором увеличении связи она еще увеличивается. Это происходит вследствие того, что генерируемая мощность вблизи максимума падает сравнительно медленно, а к. п. д. промежуточного контура растет быстро. Их произведение растет до некоторой точки O, после которой падение генерируемой мощности приводит к уменьшению мощности на выходе. Таким образом, мощность во внешнем контуре достигает максимального значения не при максимально возможной связи, как это могло бы показаться на первый взгляд, а при вполне определенной связи между контурами, когда генератор переходит в несколько недонапряженный режим. Если рассмотреть те же явления в том случае, когда эквивалентное сопротивление промежуточного контура $R_{э0.2}$ будет меньше $R_{э0.1}$, то для уменьшения его до величины, при которой начинается резкое уменьшение генерируемой мощности, а следовательно, и мощности во внешнем контуре, потребуется установление меньшей связи, чем в первом случае. Поэтому к. п. д. промежуточного контура, а следовательно, и мощность во внешнем контуре окажутся меньшими, чем в первом случае. Все сказанное иллюстрируется аналогичными графиками, построенными пунктиром на рис. 12-14.

Проведенное рассмотрение позволяет сделать очень важный практический вывод: чем выше собственное эквивалентное сопротивление промежуточного контура, тем лучше используется генерируемая лампой мощность и тем бóльшая мощность может быть получена в полезной нагрузке.

Настройка генератора с включением нагрузки по сложной схеме несколько более трудоемка, чем настройка генератора с простой схемой включения нагрузки.

Первоначально порознь настраивают оба контура. Для этого возможно больше ослабляют связь промежуточного контура с выходным контуром и настраивают первый контур по максимальному току в нем или минимальному значению постоянной составляющей анодного тока. Затем немного увеличивают связь до получения заметного тока в выходном контуре и производят его настройку по максимальному току в нем. После этого увеличивают связь между контурами до получения максимального тока в выходном контуре.

Интересно отметить, что расстройка выходного контура при сложной схеме не создает опасности выхода лампы из строя. При его расстройке передача энергии из промежуточного контура в выходной резко падает, затухание, вносимое в промежуточный контур, уменьшается, эквивалентное сопротивление возрастает, и мощность, рассеиваемая на аноде, уменьшается.

Генераторами с включением нагрузки по сложной схеме являются все задающие генераторы, промежуточные каскады передатчиков и большинство оконечных каскадов. Последнее обстоятельство объясняется тем, что, как правило, антенны выдвигаются на открытое возвышенное место, что заставляет относить их довольно далеко от передатчика, поэтому они не могут непосредственно включаться в анодную цепь генераторной лампы и выполнять роль нагрузочного контура генератора.

Кроме того, их входное сопротивление большей частью не имеет той величины, которая необходима для получения от лампы наибольшей мощности, и промежуточный контур играет роль трансформатора сопротивления.

При использовании в качестве генераторных ламп триодов приходится сталкиваться с известными трудностями (особенно в диапазоне коротких волн). Сравнивая схему усилителя при учете междуэлектродной емкости C_{ac} (рис. 12-10), можно заметить, что она ничем, по сути дела, не отличается от схемы двухконтурного автогенератора с общим катодом. На сравнительно высоких частотах обратная связь через эту емкость оказывается достаточной для самовозбуждения генератора. Самовозбуждение, которое, кстати говоря, происходит всегда на частоте, отличной от частоты усиливаемого сигнала, нарушает нормальную работу передатчика.

Поэтому на средних и коротких волнах стремятся всегда использовать лампы с экранирующей сеткой, введение которой в сотни раз уменьшает емкость C_{ac}. В таких лампах емкостные токи, создаваемые переменным напряжением контура, проходят через экранирующую сетку и конденсатор, который по высокой частоте всегда замыкает экранирующую сетку на землю (по пути, показанному на рис. 12-15 пунктирными стрелками), и не попадают в цепь управляющей сетки.

Пока не удается создать тетроды на мощность более нескольких киловатт, поэтому в передатчиках средней и

большой мощности усилительные каскады приходится строить на триодах.

Для предотвращения самовозбуждения за счет обратной связи через емкость $C_{ас}$ в этих случаях применяют специальные схемы, позволяющие нейтрализовать действие этой емкости. Принцип действия таких схем заключается в создании дополнительной цепи связи между анодным контуром и цепью сетки, по которой к ней приходил бы ток из контура, равный по амплитуде и противоположный по фазе току, приходящему через емкость $C_{ас}$.

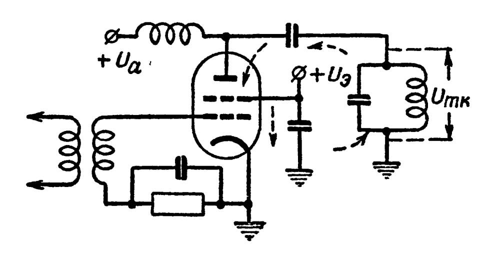


Рис. 12-15. Схема усилителя на тетроде.

На рис. 12-16 приведен пример схемы нейтрализации. В ней средняя точка контура заземляется, а нижняя точка контура соединяется с сеткой дополнительной емкостью $C_н$. В случае, если конденсатор $C_н = C_{а.с}$, то через него из контура к сетке проходит ток, равный и противофазный току, проходящему через емкость $C_{ас}$.

Схемы нейтрализации всегда требуют введения дополнительных емкостей и соединительных проводов, что может привести в диапазоне УКВ к ухудшению эквивалентного сопротивления контура и появлению дополнительных паразитных связей. Экранирующие же сетки ламп перестают выполнять свою экранирующую функцию вследствие того, что индуктивность их выводов представляет значительное сопротивление для токов ультравысокой частоты и не дает им возможности замыкаться через цепь экранирующей сетки на землю. Поэтому до последнего времени основным типом ультракоротковолновых генераторных ламп были триоды.

Чтобы избежать самовозбуждения при их использовании, М. А. Бонч-Бруевич предложил использовать в качестве экрана, разделяющего сеточную и анодную цепь,

управляющую сетку триода, соединив ее с землей. Напряжение возбуждения в такой схеме, получившей наименование схемы с общей сеткой, подводится к участку катод — земля (рис. 12-17).

Контур, в котором выделяется усиленная колебательная мощность, включается между анодом и сеткой. Часть мощ-

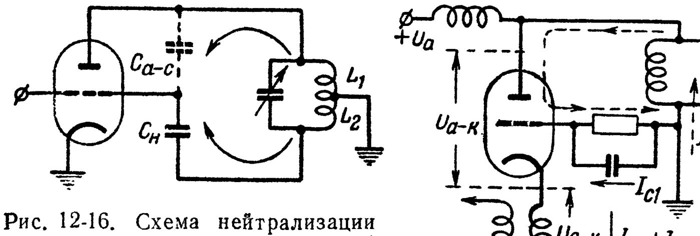


Рис. 12-16. Схема нейтрализации емкости между анодом и сеткой в схеме усилителя на триоде.

Рис. 12-17. Схема усилителя с общей сеткой.

ности из него передается в полезную нагрузку. Особенностью генератора с общей сеткой является то, что первая гармоника анодного тока проходит через цепь возбуждения. Благодаря этому мощность возбуждения каскада, равная произведению первых гармоник сеточного и анодного тока на напряжение возбуждения

$$P_в = \frac{1}{2} U_{ск} (I_{a1} + I_{c1}) = \frac{1}{2} U_{ск} I_{c1} + \frac{1}{2} U_{ск} I_{a1},$$

в несколько раз больше мощности возбуждения усилителя с общим катодом, у которого в цепи возбуждения протекает только сеточный ток. Однако не следует думать, что это является недостатком данной схемы. Дело в том, что эта дополнительная мощность возбуждения не пропадает, а идет на увеличение мощности в выходном контуре. Действительно, согласно закону Кирхгофа для замкнутой цепи

$$\overline{U}_{ск} + \overline{U}_{ак} + \overline{U}_{ac} = 0.$$

Если оба контура настроены, то эти напряжения могут находиться только в фазе или противофазе. Определим их знаки. Когда напряжение на сетке возрастает, т. е. увеличивается отрицательный потенциал катода (сетка все время находится под потенциалом земли), то возрастает разность

потенциалов и между анодом и катодом. Следовательно, эти напряжения действуют в одинаковой фазе, имеют один знак. Тогда третье напряжение $U_{ас}$ должно иметь противоположную фазу. Поэтому

$$U_{ас}=U_{ск}+U_{ак}$$

и мощность колебаний в анодно-сеточном контуре

$$P=\frac{1}{2}U_{ас}I_{a1}=\frac{1}{2}U_{ак}I_{a1}+\frac{1}{2}U_{ск}I_{a1}.$$

Сравнивая данное равенство с выражением для мощности возбуждения, легко видеть, что вторые слагаемые в них равны. В первом выражении оно представляет собой дополнительную по сравнению с обычным генератором мощность возбуждения; во втором выражении — дополнительную колебательную мощность в нагрузочном контуре. Таким образом, дополнительная мощность возбуждения генератора с общей сеткой идет на увеличение колебательной мощности в нагрузочном контуре. Следовательно, схема обладает интересной особенностью, позволяющей производить сложение мощности генератора с частью мощности его возбудителя. Соотношение между этими мощностями можно регулировать путем изменения режима генератора.

Повышенная мощность возбуждения требует установления сильной связи с возбудителем.

Вследствие того, что во входной цепи протекает не только ток сетки, но и ток анода, входное сопротивление генератора

$$R_{вх}=\frac{U_{ск}}{I_{c1}+I_{a1}}$$

получается во много раз меньше, чем у генератора с общим катодом. Оно может иметь порядок сотен и даже десятков ом. Благодаря этому контур возбудителя оказывается сильно зашунтированным, что благоприятно для осуществления широкополосного усиления, например, в телевизионных передатчиках.

Последнее обстоятельство позволяет также использовать для связи с возбудителем низкоомные коаксиальные кабели.

Следует иметь в виду, что в режиме умножения частоты мощность от возбудителя не может передаваться в анодно-сеточный контур генератора, который настраивается на

одну из гармоник возбудителя. Поэтому вся дополнительная мощность возбуждения рассеивается на аноде лампы. Из-за этого режим умножения частоты в генераторе с общей сеткой менее выгоден, чем в схеме с общим катодом.

Усилители, собранные по схеме с общей сеткой, позволяют получить устойчивое усиление даже в диапазоне дециметровых волн.

Часто с помощью одной лампы не удается получить требуемую мощность. Тогда прибегают к параллельному или двухтактному включению генераторных ламп (рис. 12-18),

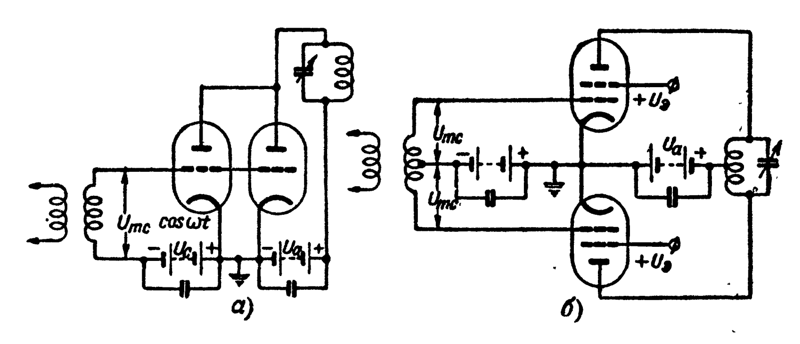


Рис. 12-18. Схемы усилителей с двумя лампами, работающими на общую нагрузку.

а — параллельная схема; *б* — двухтактная схема.

В обоих случаях общая мощность приблизительно удваивается, но в работе схем имеются существенные различия.

При параллельном соединении ламп (рис. 12-18,*а*) напряжение на сетках ламп и на контуре должно оставаться таким, каким оно было при использовании одной лампы. Выходные емкости ламп, входящие в колебательный контур, складываются. Последнее обстоятельство весьма не благоприятно для использования параллельного соединения ламп в диапазоне коротких и особенно ультракоротких волн, где это приводит к невозможности получения высокого эквивалентного сопротивления нагрузочного контура, необходимого для эффективной работы генератора.

При двухтактной схеме (рис. 12-18,*б*) напряжение возбуждения подводится к сеткам ламп в противофазе. Общее напряжение, снимаемое с предыдущего каскада на возбуждение двухтактного генератора, в 2 раза превышает напряжение возбуждения одной лампы.

Интересной особенностью двухтактной схемы является взаимное уничтожение гармоник анодного тока ламп в це-

пях генератора. Действительно, если анодный ток первой лампы можно записать в виде:

$$i'_a(t) = I_{a0} + I_{a1}\cos\omega t + I_{a2}\cos 2\omega t + I_{a3}\cos 3\omega t + \ldots,$$

то ток второй лампы содержит гармоники, смещенные относительно гармоник тока первой лампы на время, равное половине периода $T/2$. Следовательно,

$$i''_a(t) = I_{a0} + I_{a1}\cos\omega\left(t - \frac{T}{2}\right) + I_{a2}\cos 2\omega\left(t - \frac{T}{2}\right) +$$
$$+ I_{a3}\cos 3\omega\left(t - \frac{T}{2}\right) + \ldots$$

Нетрудно заметить, что после раскрытия скобок в выражениях для косинусов у нечетных гармоник добавляется нечетное число полупериодов и это приводит к изменению их знака на обратный, а у четных гармоник добавляется четное число полупериодов, и их знак не меняется

$$i''_a(t) = I_{a0} - I_{a1}\cos\omega t + I_{a2}\cos 2\omega t - I_{a3}\cos 3\omega t + \ldots$$

Анодные токи обеих ламп проходят по общей нагрузке в противоположных направлениях (рис. 12-18,*б*). Поэтому результирующий ток, воздействующий на контур, равен их разности

$$i_a = i'_a - i''_a = 2I_{a1}\cos\omega t + 2I_{a3}\cos 3\omega t + \ldots$$

Таким образом, в контуре отсутствуют все четные гармоники, в том числе наиболее интенсивная из всех высших гармоник — вторая. Это весьма ценное свойство двухтактной схемы, облегчающее фильтрацию высших гармоник на выходе передатчика.

В цепи питания (рис. 12-18,*б*) анодные токи ламп имеют одинаковое направление, поэтому результирующий ток

$$i_{\text{пит}} = 2I_{a0} + 2I_{a2}\cos 2\omega t + \ldots$$

Следовательно, он состоит из постоянного тока и токов только четных гармоник.

Отсутствие тока первой гармоники в цепях источника питания приводит к уменьшению потерь энергии на основной частоте и позволяет уменьшить емкость конденсаторов, блокирующих источник питания.

Но наиболее важное достоинство двухтактной схемы заключается в том, что выходные емкости лампы подключаются к нагрузочному контуру последовательно. Поэтому их результирующая емкость оказывается в 2 раза меньше, чем при работе одной лампы, и в 4 раза меньше, чем при параллельном соединении ламп. Эта особенность является причиной широкого использования двухтактных генераторов в диапазоне УКВ.

Сделанные выводы справедливы только при идеальной симметрии схемы, что выполняется только при подаче одинакового возбуждения на лампы, идентичности параметров ламп и симметрии анодного контура. Нарушение хотя бы одного из этих условий приводит к созданию неправильного режима работы ламп (одна лампа будет недогружена, а вторая перегружена), появлению четных гармоник в контуре и нечетных — в общих цепях питания.

Опасность самовозбуждения является далеко не единственной и не важнейшей трудностью, с которой приходится встречаться при создании генераторов СВЧ.

Уже в диапазоне метровых волн увеличение емкостной входной проводимости (участка сетка — катод)

$$Y_{вх} = \omega C_{ск}$$

генераторных ламп проявляется столь резко, что ток, протекающий через выводы лампы, в десятки, а иногда и в сотни раз превышает обычный сеточный ток, наблюдаемый на длинных волнах (рис. 12-19). Это приводит к значительному росту потерь во вводах лампы.

С ростом частоты возрастает влияние выходной емкости лампы на общую емкость колебательной системы (рис. 12-19); в диапазонах метровых и дециметровых волн часто вся емкость колебательной системы образуется одной междуэлектродной емкостью лампы. При этом все бóльшая и бóльшая доля контурного тока протекает через междуэлектродную емкость лампы. Из рассмотрения явлений в параллельном контуре известно, что контурный ток в Q раз (где Q — добротность контура) превышает ток в подводящей цепи. Следовательно, через лампу начинают протекать весьма большие емкостные токи, которые нагревают элементы ее конструкции; одновременно увеличиваются потери энергии в колебательной системе.

Возрастание потерь с частотой происходит также из-за поверхностного эффекта в проводниках и за счет увеличе-

ния потерь в диэлектриках — в баллоне лампы, в крепежных деталях и изоляторах.

Рост потерь и уменьшение волнового сопротивления приводят к резкому падению эквивалентного сопротивления контуров с ростом частоты, что вызывает ухудшение энергетических соотношений в генераторе. Как было показано в гл. 10, этому способствует также заметное проявление инерционных явлений в лампе, вследствие чего усиление с достаточно высоким к. п. д. в триодных и тетродных генераторах пока достигается на волнах не короче 20 *см*. На более коротких волнах усиление осуществляется более эффективно с помощью клистронов и ламп бегущей волны.

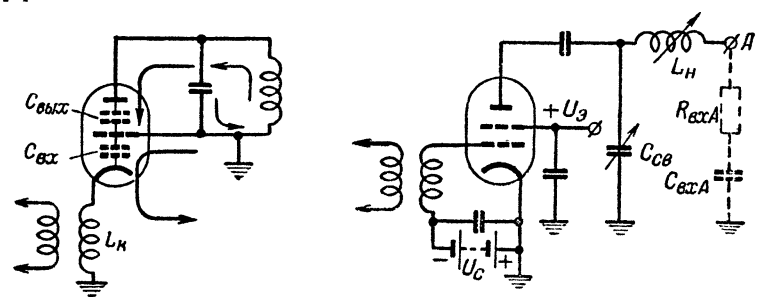


Рис. 12-19. Схема лампы с ее входной и выходной емкостями.

Рис. 12-20. Выходной каскад передатчика с простой схемой включения антенны.

Особое место в радиопередающих устройствах занимают выходные каскады, которые определяют мощность в антенне. Чаще всего в них же производятся модуляция и телеграфная манипуляция. Выходные каскады некоторых передатчиков с мощностью до 200 *вт* собираются по простой схеме.

На рис. 12-20 изображена одна из типовых схем выходных генераторов с простой схемой включения нагрузки, используемой, когда входное сопротивление антенны носит активно-емкостный характер (обозначено пунктиром).

Антенный контур является здесь контуром третьего вида. Изменение емкости $C_{св}$ приводит к изменению коэффициента включения, а следовательно, и эквивалентного сопротивления нагрузки лампы. Вариометр $L_н$ служит для получения резонанса в антенной цепи.

Достоинством простой схемы является минимальное число органов связи и настройки, что позволяет получать

довольно высокие значения к. п. д. антенного контура. Схема проста в настройке и регулировке.

Недостатком ее являются опасность выхода из строя лампы при случайных расстройках контура и плохая фильтрация высших гармоник, непосредственно попадающих в антенный контур. Антенны, излучая высшие гармоники, создают помехи на волнах других радиостанций.

Не всегда удается также при простой схеме сохранить оптимальные условия работы генератора в широком диапазоне частот, когда входное сопротивление антенны изменяется от малых значений при последовательном резонансе до весьма больших — при параллельном резонансе.

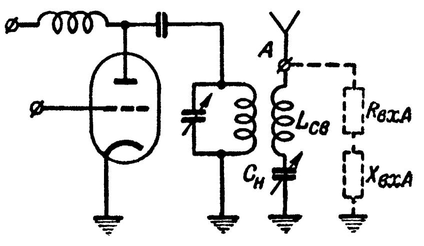


Рис. 12-21. Последовательная схема настройки антенны.

В генераторах со сложной схемой высшие гармоники до антенного контура фильтруются в промежуточном контуре, поэтому излучение их оказывается ослабленным по сравнению с простой схемой в значительно большей степени.

Сложная схема позволяет гибко регулировать величину нагрузочного сопротивления генератора при больших изменениях входного сопротивления антенны.

Использование сложной схемы позволяет выносить антенну на значительное расстояние от генератора, где имеются выгодные условия для ее работы.

При использовании генераторов со сложной схемой в широком диапазоне частот приходится встречаться с двумя крайними случаями, когда антенно-фидерная система имеет небольшое или, наоборот, очень высокое входное сопротивление. В первом случае используется последовательная схема настройки антенны (рис. 12-21), где органы настройки включаются последовательно со входным сопротивлением антенны (измеренным на зажимах «антенна — земля»).

Если антенный контур настроен, то выделяемая в нем мощность

$$P_А = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2_{А\,m}}{R_{вх.А} + r_н},$$

где $r_н$ — сопротивление потерь в органах связи и настройки, а напряжение, наведенное в цепи антенны,

$$U_{Am} = I_к X_{св}.$$

При малом входном сопротивлении антенны мощность в антенном контуре получается достаточно большой даже при сравнительно малой связи. Если же входное сопротивление антенны велико, то при большой связи не удается передать в антенну необходимую мощность.

В этом случае используют параллельную схему настройки, где орган настройки включается параллельно входному сопротивлению антенны (рис. 12-22,*а*).

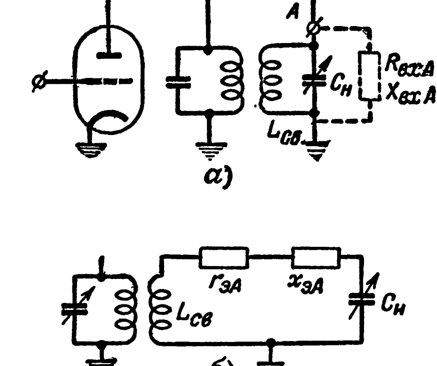


Рис. 12-22. Параллельная схема настройки антенны (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*).

Если входное сопротивление антенны велико, то вносимое ею сопротивление в контур, составленный из катушки связи и конденсатора настройки (рис. 12-22,*б*) $r_{эA}$ и $x_{эA}$ — небольшие по величине, так как параллельная ветвь с большим сопротивлением мало шунтирует контур. Приведенная на рис. 12-22,*б* эквивалентная схема совпадает с последовательной схемой настройки, где для передачи необходимой мощности при малом активном сопротивлении вторичной цепи требуется небольшая связь. Таким образом, параллельная схема позволяет при небольшой связи передавать нужную мощность в контур антенны, имеющей большое входное сопротивление.

При составлении схемы выходного каскада стремятся сделать так, чтобы симметричные антенно-фидерные устройства питались от симметричных (двухтактных) генераторов, а несимметричные — от несимметричных (однотактных) генераторов. В противном случае возможно нарушение нормального режима работы антенно-фидерного тракта или генератора.

Действительно, предположим, например, что однотактный генератор связан с симметричным антенно-фидерным

устройством (рис. 12-23,*а*). Для его нормальной работы необходимо, чтобы оба провода фидера и половины диполя находились под одинаковым по величине и противоположным по знаку напряжением высокой частоты относительно земли. Это не будет выполнено в данной схеме, так как точка *а* контура будет иметь более высокий потенциал относительно земли, чем точка *б*. В результате, через емкости верхнего провода и вибратора на землю потечет бо́льший ток, чем ток в нижнем проводе. Это приведет к появлению потерь на излучение в фидере, уменьшению излучения антенны и нарушению вида ее диаграммы направленности.

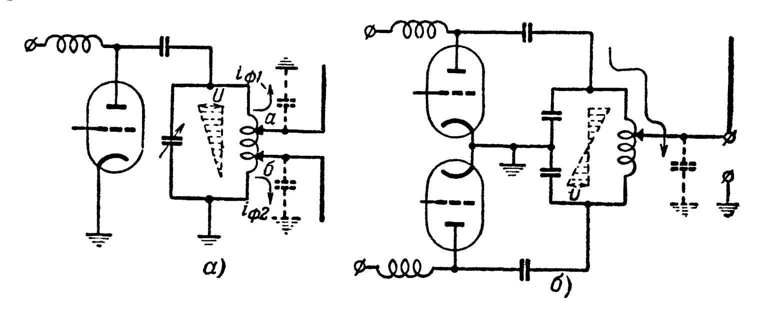


Рис. 12-23. Схемы с нарушенной симметрией.

Наоборот, если симметричный генератор нагружается на несимметричную антенно-фидерную систему (рис. 12-23,*б*), то нарушаются симметрия его плеч относительно земли и равномерность нагрузки ламп. Это приводит к перегрузке одной из них, недогрузке другой и появлению токов четных гармоник в контуре.

Использование трансформаторной связи не может полностью исправить положения из-за наличия некоторой паразитной емкостной связи между катушками.

Наиболее простой вид имеют выходные каскады при работе на согласованную антенно-фидерную систему. В этом случае ее входное сопротивление имеет чисто активный характер, и поэтому нет надобности в органе настройки антенной цепи. (Нужно только иметь возможность регулировать связь между антенно-фидерной системой и генератором.)

На рис. 12-24 приведены некоторые типовые симметричные и несимметричные схемы выходных каскадов, работающих на согласованную нагрузку. В этих схемах регулировка

связи осуществляется изменением емкости конденсатора C_2 или изменением расположения катушки связи.

Для уменьшения связи через паразитные емкости катушку связи всегда следует располагать вблизи части контурной катушки, находящейся под минимальным потенциалом высокой частоты.

Настройка анодного контура производится с помощью конденсатора C_1.

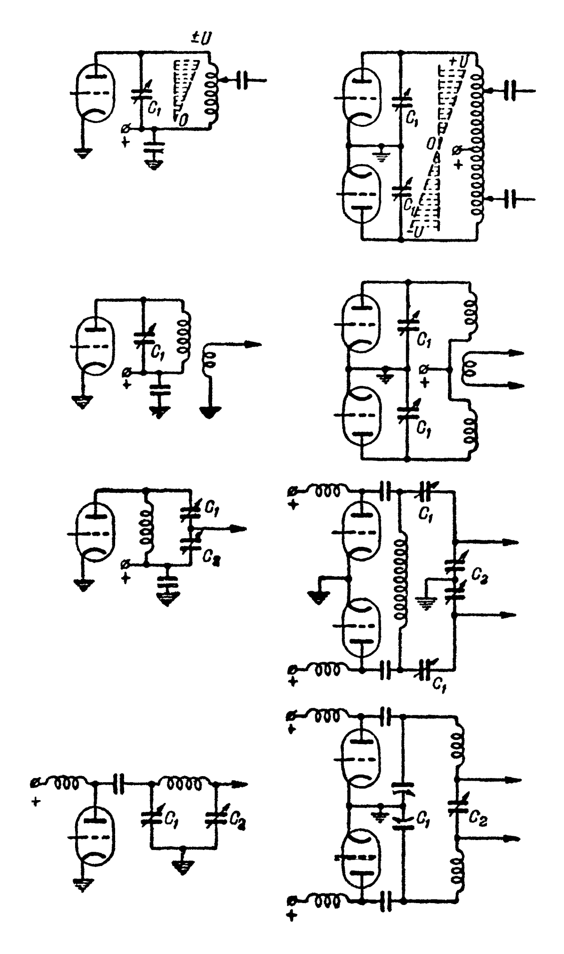


Рис. 12-24. Схемы выходных каскадов передатчиков, работающих на согласованную антенно-фидерную систему.

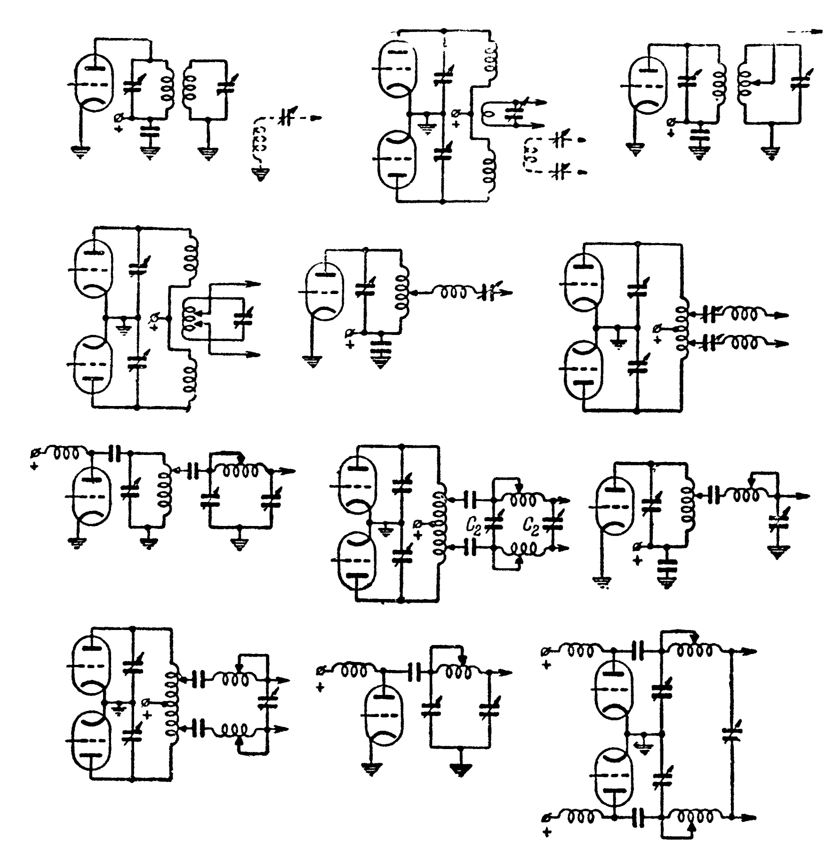


Рис. 12-25. Схемы выходных каскадов передатчиков, работающих на несогласованную антенно-фидерную систему.

В последней схеме, изображенной на рис. 12-24, антенна питается через П-образный фильтр, что обеспечивает высокую фильтрацию высших гармоник.

В том случае, когда фидер работает в режиме стоячих волн, его входное сопротивление может иметь реактивную составляющую, для компенсации которой приходится добавлять специальный орган настройки.

На рис. 12-25 приведены некоторые типовые схемы выходных каскадов, используемых в этом случае. Пунктирное изображение показывает включение органов настройки по последовательной схеме, используемой при малом входном сопротивлении фидера.

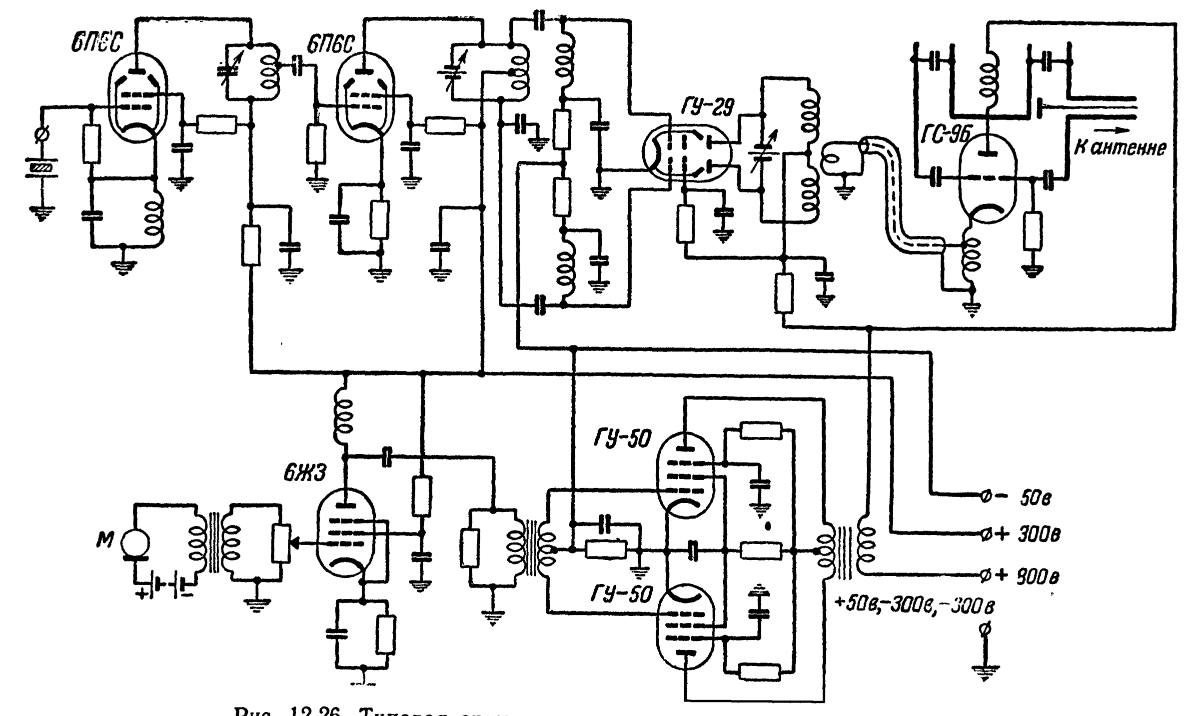


Рис. 12-26. Типовая схема ультракоротковолнового передатчика.

В качестве иллюстрации материала, изложенного в данном разделе, рассмотрим упрощенную схему передатчика ультракоротковолновой радиостанции, приведенную на рис. 12-26.

Задающий генератор радиостанции собран на лампе 6П6С по схеме кварцевого генератора с электронной связью. Внутренняя часть схемы работает на частоте 8 *Мгц*. Анодный контур настраивается на вторую гармонику кварца.

Следующий каскад — утроитель работает на лампе 6П6С без сеточных токов, поэтому смещение подается за счет тока катода.

За ним стоит двухтактный утроитель, собранный на сдвоенном ультракоротковолновом лучевом тетроде ГУ-29. Для того чтобы на управляющие сетки этой лампы подавались одинаковые напряжения возбуждения с предыдущего несимметричного каскада, средняя точка его контура по высокой частоте соединена с землей через конденсатор и между нижней точкой и землей включен конденсатор, емкость которого равна емкости анод — катод лампы 6П6С; кроме того, настройка контура производится симметричным конденсатором с разрезным статором.

Следующий каскад представляет собой усилитель с общей сеткой, собранный на лампе ГС-9Б. Напряжение возбуждения подается на дроссель высокой частоты, включенный в катодную цепь. Выходной контур образуется отрезком короткозамкнутой линии и выходными емкостями лампы. В схеме осуществляются анодная модуляция в выходном каскаде и неглубокая анодно-экранная модуляция в предоконечном каскаде.

Модулятор состоит из двух каскадов: усилителя низкой частоты на сопротивлении и двухтактного модулятора с трансформаторным выходом на лампах ГУ-50.

Передатчик работает на несимметричную антенну, связанную через фидер и конденсатор связи с выходным контуром оконечного каскада.

Передатчик такого типа, работая в диапазоне метровых волн, может иметь на выходе мощность порядка нескольких десятков ватт.

12-4. ИМПУЛЬСНЫЕ ПЕРЕДАТЧИКИ

Импульсные передатчики существенно отличаются по своей структуре от передатчиков, работающих с непрерывным излучением.

Широкий спектр частоты, занимаемый импульсным сиг-

налом, вынуждает устанавливать в приемных устройствах широкую полосу пропускания, поэтому обычно нет надобности в предъявлении очень жестких требований к стабильности несущей частоты передатчика. Это позволяет в большинстве случаев строить передающее устройство по однокаскадной схеме, в которой передатчик состоит из автогенератора, создающего мощные импульсы высокочастотной энергии, и модулятора — источника импульсов постоянного напряжения, питающего автогенератор. Всю остальную, часто весьма сложную часть передатчика занимают схемы, создающие различные вспомогательные импульсы.

Импульсный режим работы передатчика отличается от обычного телеграфного режима значительно меньшей длительностью рабочего импульса и значительно более длительным интервалом между импульсами. Отношение длительности периода модуляции T к длительности импульсов τ называют скважностью сигналов

$$q = \frac{T}{\tau}.$$

Очевидно, что средняя генерируемая, подводимая и рассеиваемая на аноде мощности в q раз меньше их значений во время импульса.

Это дает возможность в течение кратковременных импульсов, имеющих обычно длительности порядка единиц микросекунд (10^{-6} *сек*), использовать лампу в форсированном режиме.

Обычно на нее подается повышенное анодное напряжение и снимается большой анодный ток, что осуществимо только при использовании ламп с высокоэффективными (преимущественно оксидными) катодами.

Такие генераторы требуют модуляторов, способных создавать кратковременные мощные импульсы постоянного тока, а в промежутке между ними накапливать необходимый запас энергии.

На рис. 12-27 изображена одна из типовых схем импульсных модуляторов с конденсатором $C_н$ в качестве накопителя энергии. Коммутатором является электронная лампа с небольшим внутренним сопротивлением.

В промежутках между импульсами конденсатор $C_н$ заряжается через цепь: источник, $L_{разд}$, $L_{зар}$, $R_{зар}$ (путь зарядного тока обозначен пунктиром). Лампа-коммутатор в это время заперта большим отрицательным смещением.

Для сравнительно медленно изменяющегося зарядного тока дроссели $L_{разд}$ и $L_{зар}$ не представляют сколько-нибудь существенного сопротивления. На левой обкладке конденсатора $C_н$ накапливается положительный, а на правой—отрицательный заряд.

Для создания мощного питающего импульса на сетку коммутирующей лампы подают положительный импульс, кратковременно открывающий лампу. Ее внутреннее сопротивление становится небольшим, и конденсатор $C_н$ разряжается через нее и лампу генератора СВЧ (на схеме магнетрон) по пути, указанному сплошными стрелками.

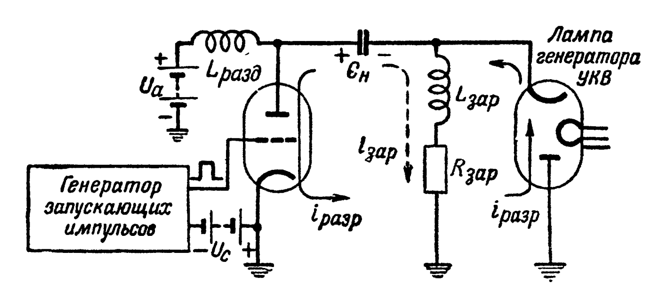


Рис. 12-27. Схема импульсного модулятора с емкостным накопителем.

Для предохранения источника питания от замыкания через лампу-коммутатор во время кратковременного импульса их разделяют дросселем $L_{разд}$, представляющим очень большое сопротивление для быстро изменяющихся токов. Аналогичный дроссель $L_{зар}$ создает фактический разрыв для разрядного тока в зарядной цепи.

Если за время импульса расходуется небольшая доля энергии, накопленной в конденсаторе $C_н$, то напряжение на нем меняется незначительно, и форма питающего импульса практически определяется импульсом, открывающим коммутатор.

Необходимо обратить внимание на то, что положительно заряженная обкладка конденсатора $C_н$ соединяется через коммутатор с землей, поэтому аноды ламп генератора СВЧ должны быть заземлены.

Недостатком данной схемы модулятора является необходимость наличия высоковольтного источника напряжения.

В известной степени этот недостаток устраняется в схеме модулятора с индуктивным накопителем энергии (рис. 12-28,*а*). В отличие от первой схемы во время промежутка между импульсами коммутирующая лампа открывается, и в дросселе $L_н$ протекает значительный ток, накапливающий в его магнитном поле некоторый запас энергии.

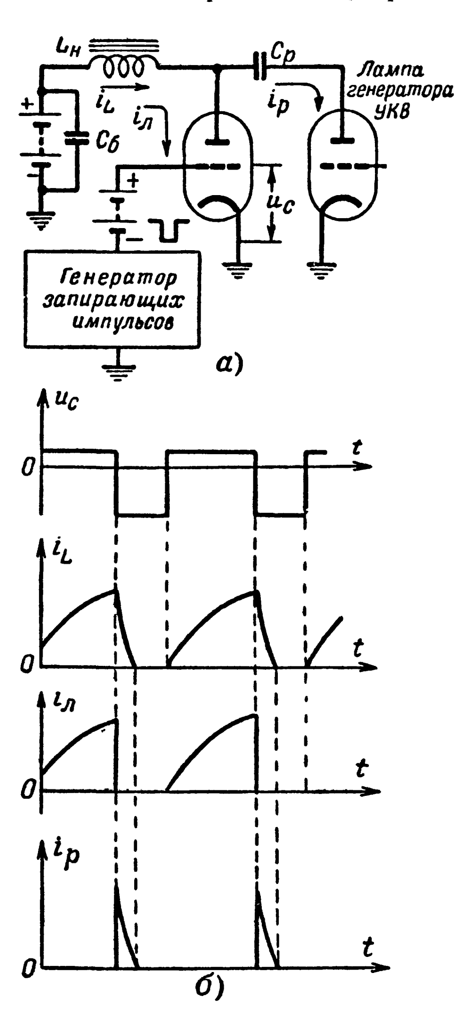


Рис. 12-28. Схема импульсного модулятора с индуктивным накопителем (*а*) и графики процессов, протекающих в схеме (*б*).

Для создания питающего импульса в некоторый момент времени лампа-коммутатор запирается отрицательным импульсом. Резкое изменение тока в цепи дросселя вызывает появление на нем значительного «всплеска» напряжения, максимум которого может в 5—10 раз превышать напряжение источника постоянного тока.

Этот скачок будет тем больше, чем в большей степени изменяется ток при коммутации, т. е. чем больше будет разница сопротивлений постоянному току коммутатора и генератора СВЧ.

Согласно правилу Ленца, эта э. д. с. размыкания будет иметь направление, препятствующее уменьшению тока, т. е. создавать ток в цепи генератора того же направления, какое он имел в дросселе до коммутации.

Конденсатор $C_р$ является разделительным; он отделяет генератор от источника анодного напряжения. Для кратко-

временного импульса он представляет короткое замыкание.

На рис. 12-28,*б* изображены графики токов и напряжений в схеме: на первом графике изображено изменение напряжения на управляющей сетке u_c — лампы коммутатора, на которую подается обычно небольшое положительное напряжение в промежутке между излучаемыми импульсами, вследствие чего лампа открыта. Через определенные интервалы времени на сетку подаются отрицательные импульсы, запирающие лампу.

В момент запирания лампы ток, протекавший через лампу, становится равным нулю, но в цепи дросселя он прекратиться сразу не может. Он быстро спадает по экспоненциальному закону. Этот кратковременный импульс тока проходит через нагрузку по цепи: дроссель $L_н$, конденсатор $C_р$, лампа генератора УКВ, конденсатор — $C_б$. Через некоторое время после окончания импульса лампа коммутатора открывается, и ток, протекающий через дроссель, постепенно возрастает до новой коммутации.

В связи с тем, что длительное время через коммутатор протекают значительные токи дросселя-накопителя, к. п. д. модулятора получается сравнительно низким.

Обе описанные выше схемы обладают тем недостатком, что в качестве коммутатора используются электронные лампы, сопротивление которых постоянному току все же весьма велико (порядка сотен ом), вследствие чего в них теряется значительная доля подводимой мощности. С этой точки зрения лучшие результаты можно получить, используя в качестве коммутаторов газоразрядные приборы, например тиратроны, внутреннее сопротивление которых в открытом состоянии измеряется десятками и даже единицами ом и которые способны в импульсе пропускать токи в сотни ампер. Однако их использование встречает существенное затруднение: газоразрядные приборы работают только на включение, управлять формой импульса или прервать его в нужный момент изменением напряжения на поджигающем электроде лампы невозможно. Поэтому необходимо, чтобы сам накопитель энергии формировал импульс нужной формы и длительности.

В качестве устройства, формирующего кратковременные импульсы прямоугольной формы, используются отрезки длинных линий или чаще искусственные линии.

Процесс формирования импульса в линии можно объяснить следующим образом.

Рассмотрим отрезок линии, разомкнутой на одном кон-

це и замкнутой через ключ K на активную нагрузку, равную ее волновому сопротивлению, на другом конце (рис. 12-29,*а*).

Пусть в начальный момент времени все распределенные емкости линии заряжены до некоторого постоянного напряжения U, а ключ K разомкнут.

Состояние, когда линия заряжена до напряжения U и в ней не распространяется волна тока, можно представить как результат одновременного распространения в ней двух одинаковых волн постоянного напряжения $\frac{U}{2}$ в противоположные стороны (рис. 12-29,*а*). В этом случае результирующий ток в линии равен нулю, а напряжение между проводами удвоится и будет равно U.

Рис. 12-29. Разряд длинной линии на согласованную нагрузку.

В момент замыкания ключа K на выход линии подключается активное сопротивление, равное волновому сопротивлению линии. Оно будет поглощать волну постоянного напряжения, движущуюся вправо. Волна, движущаяся влево, полностью отразится от разомкнутого конца линии, пойдет вправо и будет поглощаться в нагрузочном сопротивлении.

Таким образом, начиная с момента замыкания ключа K, на нагрузке будет действовать постоянное напряжение $\frac{U}{2}$. Действие его окончится тогда, когда волна от крайнего правого участка линии пройдет до левого конца, отразится и вернется обратно к правому. Следовательно, на нагрузке будет возникать импульс постоянного напряжения, длительность которого равна удвоенному времени прохождения линии электромагнитной волной.

Длительность разрядного импульса

$$\tau = \frac{2l}{v},$$

где l — длина линии, а v — скорость распространения электромагнитной волны вдоль нее.

На рис. 12-29,*б* и *в* изображено распределение напряжения вдоль линии на различных стадиях разряда.

В обычной линии скорость распространения v близка к скорости света $v=c=3\cdot10^8$ *м/сек*, поэтому для получения

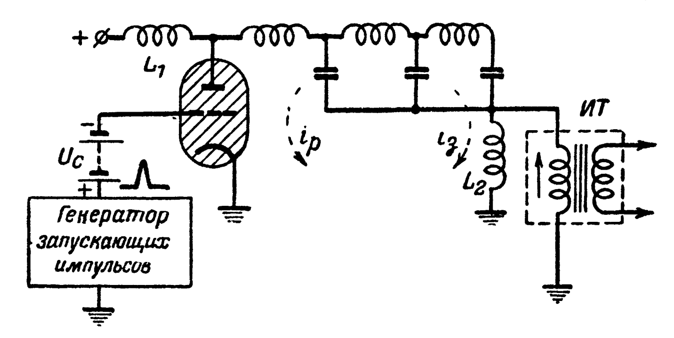


Рис. 12-30. Схема импульсного модулятора с искусственной линией.

импульса длительностью $\tau=1$ *мксек* необходимо иметь линию длиной

$$l=\frac{\tau v}{2}=\frac{10^{-6}\cdot3\cdot10^{8}}{2}=150\ м,$$

что конструктивно крайне неудобно; поэтому практически чаще используются искусственные линии, в которых скорость распространения может быть значительно снижена.

Схема импульсного модулятора с искусственной линией приведена на рис. 12-30.

В промежутке между импульсами тиратрон заперт, и конденсаторы линии заряжаются через дроссели L_1 и L_2, выполняющие то же назначение, что и в схеме с емкостным накопителем.

В некоторый момент времени тиратрон зажигается положительным импульсом, подаваемым на его сетку, и линия разряжается через первичную обмотку импульсного трансформатора *ИТ*, с вторичной обмотки которого импульс подается на лампу генератора УКВ.

В качестве примера выполнения передающего устройства импульсной радиостанции рассмотрим упрощенную структурную схему передатчика многоканальной радиолинии с фазо-импульсной модуляцией, изображенную на рис. 12-31. Число каналов для простоты возьмем равным двум.

Основным элементом модулятора в передатчике является генератор, создающий импульсы с частотой их посылок в каждом канале, т. е. с частотой 8 000—10 000 посылок в секунду. В качестве такого генератора может быть применен блокинг-генератор. Его импульсы запускают генератор пилообразного напряжения. На рис. 12-32 изображены графики токов и напряжений в цепях модулятора.

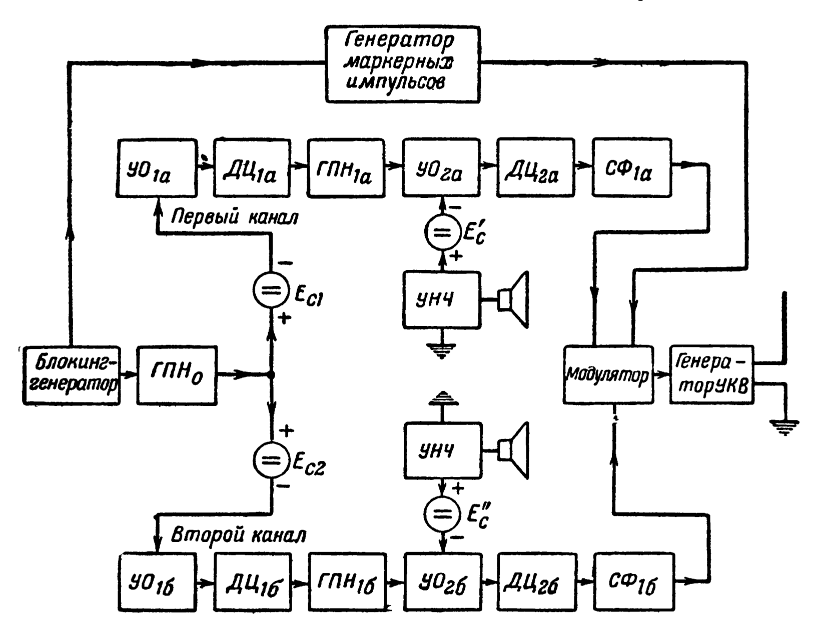


Рис. 12-31. Структурная схема двухканального передатчика с фазо-импульсной модуляцией.

Для разделения импульсов каналов во времени, полученное пилообразное напряжение подается на усилители-ограничители обоих каналов, на сетки которых подаются разные постоянные смещающие напряжения. Поэтому моменты отпирания ограничителей оказываются сдвинутыми на фиксированные отрезки времени $T_{з.1}$ и $T_{з.2}$ относительно запускающих импульсов блокинг-генератора.

Преобразованные усилителем-ограничителем импульсы имеют форму, близкую к прямоугольной. Эти импульсы подаются на дифференцирующие цепочки, создающие двухполярные импульсы. Положительные импульсы дифференцирующей цепочки запускают генераторы пилообразного на-

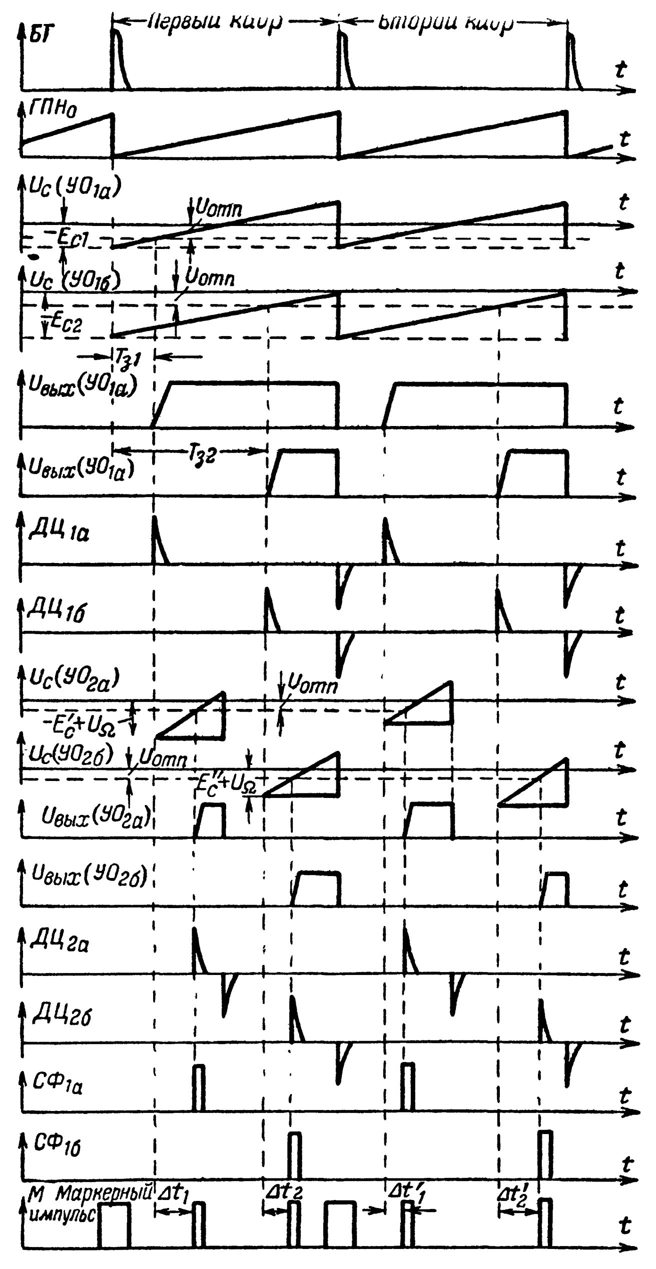


Рис. 12-32. Графики процессов в модуляторе двухканального передатчика.

пряжения в обоих каналах, а отрицательные — никакого влияния на следующий каскад не оказывают.

Новое пилообразное напряжение подается на сетку усилителей-ограничителей, на которые подается смещение, пропорциональное звуковому напряжению сигналов, передаваемых в каналах. Поэтому момент открытия усилителей-ограничителей в каждом из каналов оказывается сдвинутым на интервалы времени Δt_1 и Δt_2 от импульсов дифференцирующих цепочек своих каналов.

Эти временные сдвиги пропорциональны напряжениям смещения, выражающим передаваемый звуковой сигнал в каждом из каналов.

Импульсы с усилителей-ограничителей дифференцируются и подаются на каскады формирования односторонних прямоугольных импульсов, в качестве которых могут быть использованы такие же усилители-ограничители или другие схемы.

Для получения отсчета времени в приемном устройстве импульс блокинг-генератора запускает также генератор тактовых импульсов, отличающихся от импульсов каналов своей длительностью.

Импульсы каналов и тактовые импульсы подаются на запуск модулятора генератора СВЧ.

Все элементы структурной схемы были описаны ранее, поэтому ввиду большой громоздкости мы не будем приводить принципиальную схему рассмотренного выше передатчика.

ВОПРОСЫ

1. От каких основных параметров колебательной системы зависит стабильность частоты лампового генератора?

2. Почему при прогреве генератора его частота уменьшается?

3. Почему задающие генераторы передатчиков, как правило, работают в диапазоне средних или длинных волн?

4. Почему изменение питающих напряжений приводит к изменению частоты автогенератора?

5. В чем заключается прямой и обратный пьезоэффект, наблюдаемый в кристаллах кварца?

6. Объясните характер зависимости эквивалентного сопротивления кварца от частоты.

7. Почему кварц используется в схемах двухконтурных автогенераторов?

8. В чем заключается достоинство кварцевых генераторов с электронной связью?

9. Объясните принцип работы систем автоматической подстройки частоты.

10. Почему с уменьшением угла отсечки увеличивается к. п. д. генератора и чем ограничивается уменьшение угла отсечки в практически используемых схемах генераторов?

11. Почему динамические характеристики лампы отличаются от статических?

12. Чем характерны недонапряженный, перенапряженный и граничный режимы (форма импульсов анодного тока, токи сеток, энергетические соотношения)?

13. Как следует регулировать генератор простой схемы для получения максимальной мощности в нагрузке?

14. Почему максимальная мощность в нагрузке генератора сложной схемы получается в недонапряженном режиме?

15. Как следует производить настройку генератора сложной схемы?

16. Почему в диапазоне УКВ усилители строятся по схеме с общей сеткой? В чем основные особенности ее работы?

17. В чем заключаются основные особенности работы генераторов при параллельном и двухтактном включении ламп?

18. Какие трудности возникают при усилении колебаний сверхвысоких частот?

19. В чем достоинства и недостатки выходных каскадов передатчиков простой и сложной схемы?

20. Какое влияние на работу генераторов с трансформаторной связью с нагрузкой оказывают паразитные емкости?

21. Как работает импульсный модулятор с емкостным накопителем?

22. Может ли быть напряжение, снимаемое с индуктивного накопителя импульсного модулятора, больше напряжения источника питания?

23. Объясните, как линия формирует при разряде импульс, близкий к прямоугольной форме.

ЗАДАЧИ

1. Задающий генератор передатчика работает по схеме кварцевого генератора с электронной связью. Собственная частота кварца 7 *Мгц*. На выходе передатчика нужно иметь частоту 126 *Мгц*. Определить минимальное число каскадов в передатчике, если коэффициент умножения в каждом каскаде не должен превышать трех.

2. Переменный конденсатор контура изменяет свою емкость от 50 до 500 *пф*. При изменении температуры на 1° С емкость конденсатора изменяется на $+8 \cdot 10^{-5}$. При какой емкости переменного конденсатора будет осуществлена термокомпенсация с помощью подключенного параллельно тикондового конденсатора, имеющего емкость 10 *пф* и изменяющего свою емкость на $2 \cdot 10^{-3}$ при изменении температуры на 1° С?

3. Ток в контуре генератора 5 *а*. Добротность контура равна 100; эквивалентное сопротивление 4000 *ом*. Постоянная составляющая анодного тока 35 *ма*; анодное напряжение 2 000 *в*. Определить колебательную и подводимую мощности, мощность рассеивания на аноде и к. п. д.

4. Постоянная составляющая сеточного тока в генераторе с общей сеткой 10 *ма*; первая гармоника сеточного тока 17 *ма*; первая гармоника анодного тока 100 *ма*. Напряжение возбуждения 30 *в*. Определить сопротивление цепи автоматического смещения, необходимое для создания смещения — 5 *в*, мощность, рассеиваемую на нем, мощность возбуждения и мощность, рассеиваемую на сетке.

Глава тринадцатая

РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

13-1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ПРИЕМНИКОВ

Радиоприемник предназначен для усиления колебаний, подведенных к нему от антенны, выделения нужного сигнала, его преобразования и подачи усиленного преобразованного сигнала в оконечный аппарат. Задачей настоящей главы является самый краткий обзор функций, принципов построения и составных элементов приемника, так как полное изложение устройства радиоприемников будет приведено в специальном курсе.

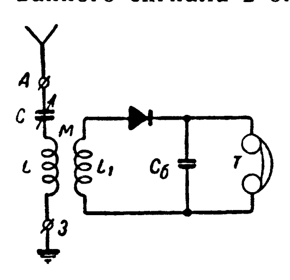


Рис. 13-1. Схема простейшего приемника.

Рассмотрим схему (рис. 13-1) и принцип работы простейшего детекторного приемника, предназначенного для приема передач с амплитудной модуляцией. К входу приемника присоединяется антенна *А* и заземление или противовес *З*. Между этими зажимами в приемнике находится входная цепь, содержащая конденсатор переменной емкости *С* и катушку *L*, с помощью которых цепь антенны настраивается на ту или иную частоту (волну) принимаемой станции. Условием резонанса является компенсация реактивного входного сопротивления антенны

$$X_А + \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0. \qquad (13\text{-}1)$$

Этот резонанс обеспечивает приемнику избирательность, т. е. возможность приема сигнала от какой-либо одной радиостанции при подавлении сигналов от радиостанции, излучающих колебания других частот.

С катушкой *L* связана индуктивно катушка L_1 детекторной (апериодической) цепи. Степень связи должна быть такой, чтобы обеспечивалась передача наибольшей мощности колебаний сигнала от входной цепи в детекторную. Задача детекторной цепи, содержащей в себе диод (вакуумный или полупроводниковый), заключается в преобразовании энергии колебаний высокочастотного модулированного сигнала в энергию колебаний звуковой частоты, которые должны приводить в действие оконечный аппарат — телефон.

Физические процессы преобразования сигнала в детекторной цепи были пояснены на рис. 11-21. Под воздействием модулированной э. д. с. высокой частоты, наводимой током входной цепи в катушке L_1, ток через диодный детектор проходит лишь в одном направлении, т. е. выпрямляется. Высокочастотные составляющие детекторного тока замыкаются через блокировочный конденсатор $C_б$, включенный параллельно телефону T и играющий роль фильтра в выпрямителе. Через телефон проходит постоянная составляющая тока детектора, которая изменяет свою величину соответственно изменению амплитуды сигнала, т. е. следует закону модуляции передатчика. Иначе говоря, в составе выпрямленного тока имеется составляющая звуковой частоты, которая и обеспечивает воспроизведение телефоном звука.

На примере этого простейшего приемника можно установить требования, предъявляемые к приемникам, и указать основные пути их совершенствования. Одним из основных показателей качества приемника является его чувствительность, т. е. способность к нормальному воспроизведению слабых сигналов. Чувствительность характеризуется той минимальной величиной э. д. с. в антенне, которая необходима для нормального приема. Чем меньше это число, тем выше чувствительность. Для простейшего приемника это число оказывается относительно большим, т. е. его чувствительность низка. Действительно, телефон воспроизводит звук, если к нему подведена мощность звуковых колебаний не менее чем порядка милливатт. Учитывая потери в детекторном контуре и в антенне, для приема необходимо иметь мощность колебаний в антенне не менее десятка милливатт. Если полагать, что активное сопротивление антенны (вместе с добавочным сопротивлением, вносимым благодаря связи с детекторной цепью) составляет величину примерно 100 *ом*, то окажется, что для нормального приема потребуется э. д. с. в антенне

$$E_m = \sqrt{2PR_А} = \sqrt{2 \cdot 0{,}01 \cdot 100} \approx 0{,}4 \textit{ в}.$$

У высокочувствительных современных приемников чувствительность составляет единицы и даже доли микровольта. Такое повышение чувствительности достигается за счет применения усилительных каскадов. Как указывалось выше, в приемнике, содержащем усилительные каскады, оконечный аппарат приводится в действие не энергией, принятой

антенной, а энергией источника питания анодной цепи лампы, управляемой напряжением сигнала при помощи электронных или полупроводниковых приборов.

Другим важнейшим показателем качества приемника является его помехозащищенность, т. е. способность обеспечивать нормальный прием полезных сигналов при одновременном воздействии на его вход различных искусственных или естественных помех. Для радиовещательного приема на средних и коротких волнах одним из наиболее вероятных видов помех является воздействие посторонних передатчиков, работающих на других несущих частотах. В этом случае помехозащищенность обеспечивается в первую очередь избирательностью приемника, т. е. способностью обеспечить нормальный прием на частоте полезного сигнала при подавлении сигналов радиостанций, работающих на других, хотя бы и близких частотах. Частотная избирательность достигается благодаря наличию резонансных систем в каскадах приемника. Об избирательности приемника можно приближенно судить по форме его резонансной характеристики, т. е. зависимости его чувствительности от несущей частоты сигналов (при данной настройке самого приемника). На рис. 13-2 изображена идеальная и реальная резонансные характеристики (по оси ординат взят логарифмический масштаб отношений чувствительности при расстройке к чувствительности при резонансе). Чем острее резонансные кривые отдельных каскадов и чем больше число таких каскадов, тем ближе реальная резонансная характеристика приемника к идеальной, т. е. тем лучше его избирательность.

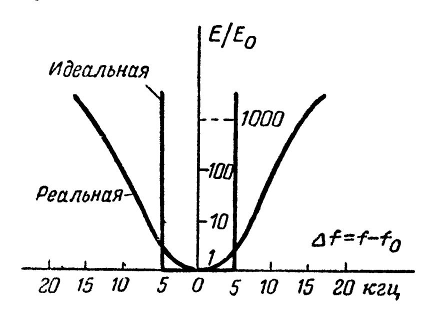


Рис. 13-2. Идеальная и реальная резонансные характеристики приемника.

Для детекторного приемника (рис. 13-1) избирательность определяется резонансной характеристикой только одной цепи антенны, а потому оказывается весьма низкой. В современном приемнике повышение избирательности происходит преимущественно за счет каскадов полосового усилителя промежуточной частоты.

Когда при определении чувствительности и избирательности приемника говорят о «нормальном» приеме, то при этом подразумевают нормальную для данного приемника выходную мощность (или при определенном типе оконечного аппарата — нормальное выходное напряжение). Для радиовещательного приемника допустимое значение выходной мощности ограничивается нелинейными искажениями, которые могут возникать при перегрузке. Мощность должна соответствовать размерам помещения и громкости внешних шумов, при которых должен работать приемник. У комнатных радиовещательных приемников нормальная выходная мощность обычно порядка единиц ватт. У детекторного приемника выходная мощность обычно достигает лишь десятков милливатт.

Важнейшим показателем свойств и возможностей приемника является диапазон частот (волн), на которые может быть настроен приемник. Специальные приемники могут работать только на одной частоте или в узком диапазоне частот. Для радиовещательных приемников характерна разбивка общего диапазона на поддиапазоны, переключение которых осуществляется путем смены катушек в резонансных цепях. Например, на рис. 13-1 поддиапазоны могут изменяться путем замены катушки L, а вместе с ней, как правило, и катушки связи L_1. В наших приемниках нумерация поддиапазонов производится порядковыми номерами по мере увеличения частоты (укорочения волны).

Для радиовещательных приемников характерно наличие диапазона от 150 до 1 600 *кгц* (с пропуском от 410 до 520 *кгц*) и далее на коротких волнах от 3,95 до 22 *Мгц*. Высококачественные радиовещательные приемники имеют также узкие поддиапазоны с «растянутыми» шкалами для некоторых интервалов коротких волн. Кроме того, в новейших радиовещательных приемниках должны предусматриваться ультракоротковолновые поддиапазоны или же приемники могут выполняться только на УКВ вещательные диапазоны.

При радиовещательном приеме требуется достаточно совершенное воспроизведение передаваемой речи или музыки громкоговорителем (телефоном). Качество воспроизведения зависит в первую очередь от того, насколько равномерно усиливаются в приемнике колебания, промодулировавшие сигнал передатчика. Неравномерное усиление колебаний тех или иных частот может происходить как в усилителях высокой частоты, так и в усилителях низкой частоты прием-

ников. Если полоса пропускания каскадов резонансных и полосовых усилителей выбрана слишком узкой, то слабо усиливаются колебания боковых частот, созданные высокими модулирующими звуковыми колебаниями. Если частотная характеристика каскадов низкой частоты будет слишком неравномерной, то окажутся слабо усиленными модулирующие колебания как низких, так и высоких частот. Для оценки качества воспроизведения служит общая частотная характеристика приемника, т. е. зависимость выходного напряжения от частоты модулирующих колебаний при неизменной глубине модуляции (рис. 13-3).

Для среднего качества воспроизведения радиовещательных передач достаточно обеспечить в приемнике удовлетворительную равномерность характеристики в диапазоне частот от 100 до 4 000 *гц*. Следует попутно заметить, что в простейшем детекторном приемнике качество воспроизведения определяется в основном только частотными свойствами телефона.

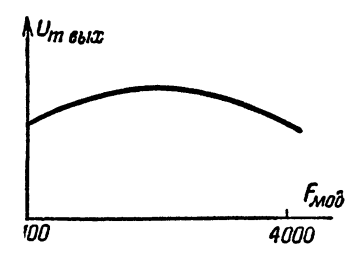


Рис. 13-3. Общая частотная характеристика приемника.

В заключение необходимо кратко упомянуть о влиянии помех при радиоприеме. Казалось бы, что чувствительность приемника можно улучшать неограниченно, увеличивая число усилительных каскадов. Но реализовать высокую чувствительность не позволяют помехи. На длинных и коротких волнах основными видами помех оказываются излучения посторонних передатчиков; кроме того, в длинноволновом и средневолновом диапазонах существенное ограничение реальной чувствительности вносят атмосферные помехи, а при приеме в городских условиях серьезным видом помех являются промышленные помехи, создаваемые электрическими разрядами в различных устройствах электрооборудования. В диапазоне ультракоротких волн роль всех перечисленных видов помех резко снижается, особенно при применении направленных антенн. Это позволяет повысить чувствительность УКВ приемников. Однако при большом усилении и при широкой полосе пропускания обнаруживаются помехи, создаваемые собственными шумами приемника. Источником собственных шумов оказывается беспорядочное движение электронов в проводниках и лампах

приемника. Такое естественное беспорядочное движение электронов равносильно электрическому току, меняющему свою величину и направление по очень сложному закону. Этот «флуктуационный» ток, проходя по проводнику, создает между его концами напряжение такого же беспорядочного характера. Действующее значение такого напряжения зависит от сопротивления того проводника, на котором оно создается, и от ширины полосы пропускания

$$U_{ш} = \frac{1}{8}\sqrt{R \cdot 2\Delta f_{макс}}.$$

Здесь $U_{ш}$ — в микровольтах, если R выражено в килоомах, а $2\Delta f_{макс}$ — в килогерцах[1]. Обычно величина $U_{ш}$ исчисляется несколькими микровольтами. Но после усиления во многих каскадах приемника флуктуационное напряжение проявляется в телефоне или громкоговорителе в виде шума, способного заглушить сигнал, а в телевизоре—в виде искажений изображения на экране. Отстроиться от шумовых помех нельзя, так как хаотический процесс шумов имеет в своем составе колебания любых частот.

Для повышения реальной чувствительности приемников ультракоротких волн требуется обеспечить выбор таких цепей и ламп в первых каскадах, которые дали бы преимущественное усиление напряжения сигнала по сравнению с шумовым напряжением.

Кроме перечисленных важнейших электрических характеристик приемников, приходится считаться и с рядом других, в том числе конструктивных и экономических показателей. Расход мощности источников питания, надежность работы, удобство управления, габариты, вес и стоимость — все эти показатели учитываются в той или иной степени при оценке приемника применительно к его назначению и условиям эксплуатации.

13-2. ПРИЕМНИКИ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ. РЕГЕНЕРАЦИЯ И СВЕРХРЕГЕНЕРАЦИЯ

Для повышения чувствительности, избирательности и выходной мощности простейшего приемника в схему приемника включают усилительные каскады: резонансные до

[1] Хаотический процесс шумов характерен тем, что шумовая мощность распределена равномерно по диапазону частот. Вследствие этого в данном приемнике или усилителе мощность шумов пропорциональна полосе пропускания, а действующее напряжение шумов пропорционально корню квадратному из полосы пропускания.

детектора и апериодические низкочастотные после детектора (рис. 13-4). Такой приемник называется приемником прямого усиления. Он обычно состоит из входных цепей *1*, служащих для передачи напряжения от антенны на вход первого каскада одно-двухкаскадного резонансного усилителя *2*, настраиваемого на частоту принимаемой станции,

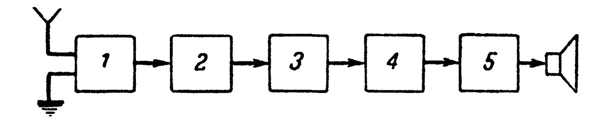


Рис. 13-4. Структурная схема приемника прямого усиления.

детекторного каскада *3*, одно-двухкаскадного усилителя напряжения низкой частоты *4* и выходного каскада *5*. В видеоканале простых телевизионных приемников за детектором следуют каскады широкополосного усилителя.

Входные цепи, представляющие собой один или несколько настраиваемых контуров, осуществляют передачу напряжения от антенны на вход первого усилительного каскада и одновременно отфильтровывают мешающие сигналы. На рис. 13-5 показана схема входных цепей, содержащих один контур, индуктивно связанный с цепью антенны. Цепь антенны, в которую включена катушка L_1, настроена на частоту, обычно лежащую за пределами полосы частот, на которые может быть настроен контур. Переменный конденсатор, служащий для настройки контура, имеет общую ось с конденсаторами контуров усилителя высокой частоты.

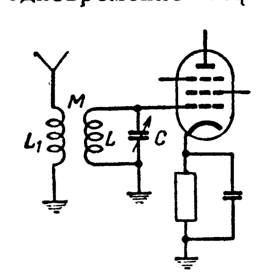


Рис. 13-5. Входные цепи с индуктивной связью.

Ток, протекающий в цепи антенны, наводит в контуре переменную э. д. с. Электродвижущая сила с частотой, близкой к резонансной частоте контура, создает на зажимах конденсатора *C* напряжение, значительно превосходящее эту э. д. с., а э. д. с. помех, имеющие частоты, не соответствующие резонансной частоте контура, создают на конденсаторе *C* напряжения, почти равные или даже меньшие э. д. с. Поэтому действие помех по сравнению с сигналами принимаемой радиостанции ослабляется. Обычно

в радиовещательных приемниках коэффициент передачи напряжения, т. е. отношение амплитуды напряжения принимаемой станции на входе первой лампы к амплитуде э. д. с., наводимой этой станцией в антенне, составляет примерно три—пять. При смене поддиапазонов одновременно с катушками в контурах резонансных усилителей сменяются также катушки L и L_1 входных цепей.

Детекторный каскад в ламповом приемнике должен иметь свои особенности по сравнению с детекторным приемником. В качестве детектора здесь может служить полупроводниковый прибор или же лампа-диод. Нагрузкой детек-

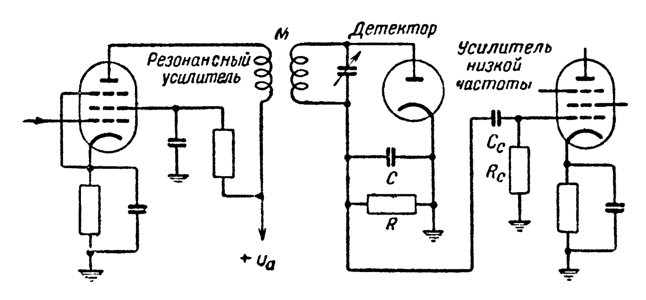


Рис. 13-6. Схема детекторного каскада на диоде.

тора в рассматриваемом ламповом приемнике является не телефон, а вход первого каскада усилителя низкой частоты (рис. 13-6). Напряжение модулированного высокочастотного сигнала снимается с зажимов контура резонансного усилителя через конденсатор C, шунтирующий сопротивление R, воздействует на диод. Постоянная составляющая и составляющая звуковой частоты выпрямленного тока проходят через сопротивление R и создают на нем соответствующие напряжения. Высокочастотная составляющая выпрямленного тока замыкается через конденсатор C и практически не создает на нем напряжения. На сетку лампы усилителя низкой частоты необходимо подать только составляющую звуковой частоты выпрямленного напряжения, для чего в провод, соединяющий детектор с усилителем, включается разделительный конденсатор C_c. Напряжение смещения на сетку лампы усилителя подводится через сопротивление R_c. Обычно сопротивление R имеет величину не более 300 *ком*, а R_c — до 1 *Мом*.

Переход от простейшего детекторного приемника к приемнику прямого усиления был в свое время большим про-

грессом в радиотехнике. Но сейчас приемники прямого усиления почти не находят применения вследствие свойственных им недостатков. Так, например, в них нельзя обеспечить сохранение требуемой полосы пропускания в широком диапазоне частот. Действительно, на коротких волнах полоса пропускания контура $2\Delta f_{\text{макс}} = f_0/Q$ оказывается очень широкой для приема радиостанций с амплитудной модуляцией даже при выборе контуров с очень большой добротностью Q. Из-за чрезмерной ширины полосы возрастает уровень помех и снижается избирательность. При перестройке контуров на разные частоты изме-

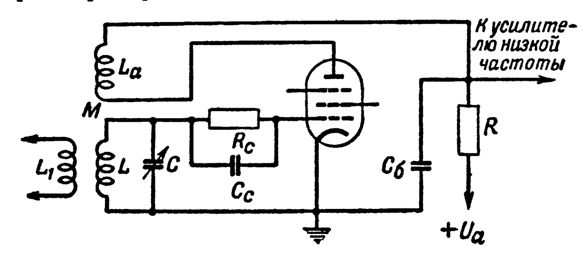


Рис. 13-7. Схема детекторного регенеративного каскада.

няются их параметры и чувствительность приемника. Наконец, в приемнике прямого усиления трудно достигнуть высокой чувствительности, так как усиление на высокой частоте ограничивается опасностью самовозбуждения, а усиление по низкой частоте не может быть большим из-за увеличения «фона» и помех от механических вибраций.

Некоторое увеличение коэффициента усиления в приемниках прямого усиления достигалось с помощью регенерации, т. е. положительной обратной связи на высокой частоте. В качестве простейшей регенеративной схемы рассмотрим детекторный каскад с обратной связью (рис. 13-7). Контур LC входит в состав предыдущего каскада резонансного усилителя, а лампа — триод выполняет роль детектора с регенерацией и одновременно роль лампы усилителя колебаний низкой частоты на сопротивлениях. Детектирование происходит в цепи сетки триода: нелинейный участок характеристики сеточного тока подобен начальному участку характеристики диода. Выпрямленный ток сеточной цепи проходит по сопротивлению R_c, зашунтированному конденсатором C_c, и создает напряжение, содержащее низкочастотную составляющую. Это напряжение усили-

вается лампой, и усиленное напряжение создается на сопротивлении R.

Одновременно в цепи анода под действием напряжения высокой частоты возникает ток высокой частоты, который проходит через катушку обратной связи $L_а$ и замыкается через конденсатор $C_б$. Катушка $L_а$ связана индуктивно с катушкой контура L и наводит в ней дополнительную э. д. с. При правильном включении концов катушки обратной связи $L_а$ дополнительная э. д. с. в катушке L совпадает по фазе с э. д. с., наведенной в ней током в катушке L_1. Значит через катушку обратной связи в контур LC поступает некоторая энергия, частично компенсирующая потери и тем самым как бы повышающая добротность контура Q. Вследствие этого увеличивается переменное напряжение на зажимах контура, а вместе с ним—и выпрямленное напряжение на сопротивлении $R_с$, и выходное напряжение на сопротивлении R. Таким образом, регенерация обеспечивает дополнительное усиление в приемнике.

Наилучшая чувствительность регенеративного приемника получается при таком значении коэффициента взаимоиндукции катушек, когда энергия, поступающая в контур из анодной цепи, почти полностью компенсирует потери в контуре. Однако при этом в случае малейшего повышения обратной связи происходит полная компенсация потерь в контуре и это вызывает появление в каскаде собственных колебаний, т. е. превращение приемника в генератор.

Порог самовозбуждения соответствует разным значениям обратной связи при настройке контура LC на разные частоты. Иначе говоря, в процессе настройки необходима каждый раз тщательная регулировка обратной связи. Это является главным недостатком регенеративного приема: вместо одного органа управления приемником появляются две ручки, причем выгодное положение обратной связи зависит от положения настройки. Любые усовершенствования схем регенераторов не в состоянии устранить этот главный недостаток. Поэтому регенеративные приемники сейчас не находят практического применения.

В приемниках ультракоротких волн, рассчитываемых на минимальные габариты, вес и потребление энергии, иногда применяется сверхрегенеративный метод повышения чувствительности. Сверхрегенерация обычно осуществляется также в детекторно-усилительном каскаде на триоде или пентоде (рис. 13-8). В отличие от регенеративной схемы

здесь в цепь сетки включается дополнительный «вспомогательный» источник переменного напряжения с частотой порядка десятков или сотен килогерц. Вспомогательным источником может быть генератор, собранный на отдельной лампе, или же эти колебания могут генерироваться той же детекторно-регенеративной лампой, но в отдельном контуре. При среднем положении рабочей точки на характеристике лампы обратная связь должна примерно соответствовать порогу самовозбуждения. Под действием напряжения вспомогательной частоты положение рабочей точки на характеристике лампы периодически изменяется: она оказывается на участках то с большей, то с меньшей крутизной. Тем самым периодически возникают и нарушаются условия самовозбуждения сверхрегенератора. Генерация собственных колебаний происходит отдельными «вспышками» (рис. 13-9), причем площади, охваченные огибающими кривыми этих отдельных вспышек, неодинаковы; они зависят от величин случайных начальных импульсов (флуктуаций), возбуждающих колебания. Ток, выпрямляемый детектором, представляет собой также ряд нерегулярных импульсов, что создает в телефоне характерный шум.

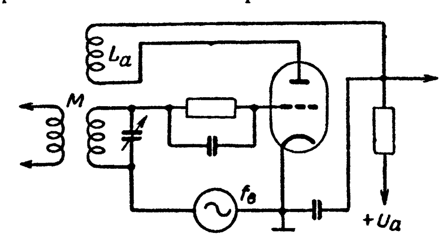


Рис. 13-8. Схема сверхрегенеративного каскада.

Воздействие модулированного сигнала на вход регенератора изменяет картину собственных колебаний. При этом площади вспышек будут определяться значениями амплитуд модулированного сигнала, так как именно этот сигнал будет выполнять роль начальных импульсов, возбуждающих колебания. Шум окажется подавленным, и в составе выпрямленного тока детектора появится составляющая звуковой частоты. В связи с тем, что амплитуды напряжения собственных колебаний могут быть во много



Рис. 13-9. Графики напряжений в сверхгенераторе.

раз больше амплитуд э. д. с. сигнала в контуре, сверхрегенеративный каскад способен обеспечить очень большое усиление (в десятки тысяч раз и более). Это выгодно для малогабаритных приемников ультракоротких волн. Однако миниатюрные размеры современных ламп, полупроводниковых приборов и радиодеталей позволяют выполнить в тех же малых габаритах чувствительные супергетеродины, более надежные, чем сверхрегенеративные приемники.

13-3. СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЕ ПРИЕМНИКИ

Супергетеродинный приемник характерен тем, что в нем усиление происходит по меньшей мере на трех различных частотах: на частоте принимаемой станции, на определенной для данного приемника так называемой промежуточной частоте и, наконец, на звуковой частоте. Структурная схема супергетеродинного приемника (рис. 13-10) отличается от структурной схемы приемника прямого усиления тем, что между усилителем высокой частоты *2* и детектором *5* раз-

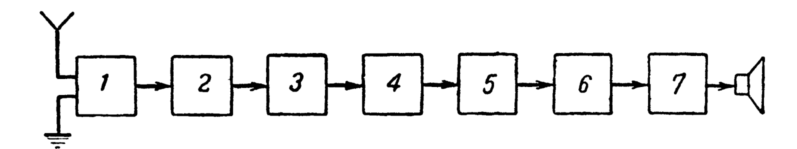


Рис. 13-10. Структурная схема супергетеродинного приемника.

мещены два новых блока: преобразователь частоты *3* и усилитель промежуточной частоты *4*.

Входное устройство *1* и один или два каскада резонансного усилителя *2*, настраиваемые на частоту станции, предназначены для подавления сильных сигналов от мешающих станций, частоты которых далеки от частоты принимаемой станции. В приемниках ультракоротких волн резонансный усилитель обеспечивает также превосходство напряжения сигнала над шумами на входе преобразователя частоты, который может явиться источником сравнительно больших шумовых напряжений.

Задача преобразователя частоты заключается в том, чтобы изменить несущую частоту сигнала, не изменяя закона модуляции. Эта новая промежуточная[1] частота является

[1] Название «промежуточная» частота говорит о том, что каскады усиления промежуточной частоты размещены между каскадами, настраиваемыми на частоты принимаемой станции, и каскадами усиления звуковой частоты.

также радиочастотой, но в большинстве случаев она выбирается ниже любой из принимаемых частот (при приеме длинных радиовещательных волн она может оказаться выше частоты сигнала, но это скорее вынужденный, чем характерный для супергетеродинного приемника случай). Значение промежуточной частоты $f_{пр}$ в данном приемнике определяет настройку полосовых фильтров в анодных цепях ламп преобразователя и следующих за ним каскадов усиления промежуточной частоты. Промежуточная частота выбирается с тем расчетом, чтобы при номинальной добротности контуров в полосовых фильтрах обеспечивалась желательная для данных сигналов ширина полосы пропу-

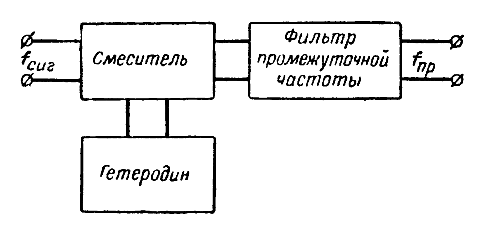


Рис. 13-11. Структурная схема преобразователя частоты.

скания. Так, для радиовещания с амплитудной модуляцией на средних и коротких волнах из этих соображений стандартизовано значение промежуточной частоты $f_{пр}=465$ *кгц* ($\lambda \approx 645$ *м*).

Назначение усилителя промежуточной частоты, состоящего обычно из нескольких каскадов, заключается в усилении напряжения промежуточной частоты до величины, необходимой для нормальной работы детектора (до нескольких вольт). Вместе с тем, усилитель промежуточной частоты должен обеспечить хорошую избирательность по отношению к сигналам станций, работающих на частотах, близких к частоте принимаемой станции, т. е. дать резонансную характеристику, близкую к прямоугольной.

Задача детектора при приеме амплитудно-модулированных колебаний, а также задачи каскадов усиления низкой частоты те же, что и в приемнике прямого усиления.

Значительное усиление, осуществляемое в каскадах высокой, промежуточной и низкой частот, обеспечивает супергетеродинному приемнику высокую чувствительность, а выгодная форма резонансной характеристики каскадов промежуточной частоты позволяет достигнуть высокой избира-

тельности. Поэтому супергетеродинный приемник по праву считается основным видом современного приемника.

Необходимо остановиться еще раз на принципах и схемах преобразования частоты, которые уже кратко рассматривались выше.

Преобразователь частоты состоит из двух элементов: нелинейного смесителя и местного гетеродина. Смеситель представляет собой диод, триод или многоэлектродный прибор, подвергающийся одновременному воздействию двух переменных напряжений: напряжения сигнала и напряжения местного гетеродина. Местный гетеродин, т. е. маломощный генератор, входящий в состав приемника, дает переменное напряжение, частоту которого f_2 можно изменять в зависимости от частоты принимаемой станции f_1 (рис. 13-11).

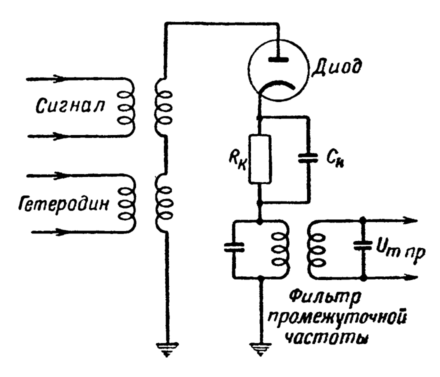


Рис. 13-12. Схема диодного преобразователя частоты.

Из гл. 11 известно, что в токе на выходе преобразователя содержатся составляющие разностной частоты $\omega_1 - \omega_2 = 2\pi(f_1 - f_2)$ и суммарной частоты $\omega_1 + \omega_2 = 2\pi(f_1 + f_2)$, которые отсутствовали в составе напряжений сигнала и гетеродина. Составляющая разностной частоты используется в качестве тока промежуточной частоты в супергетеродинном приемнике:

$$f_{пр} = f_2 - f_1^*.$$

Если напряжение сигнала модулировано, т. е. его амплитуда изменяется по закону $U_{m1}(1 + m \sin \Omega t)$, то амплитуда тока разностной частоты также изменяется по тому же закону:

$$I_{m\,пр} = aU_{m1}U_{m2}(1 + m \sin \Omega t),$$

где a — коэффициент пропорциональности;

U_{m2} — амплитуда напряжения гетеродина.

---

* В сравнительно редких случаях используется составляющая суммарной частоты.

Все остальные составляющие тока на выходе смесителя отфильтровываются включенным на его выходе фильтром.

Для пояснения физического смысла получения разностной частоты рассмотрим схему диодного преобразователя, практически применяемого на дециметровых волнах (рис. 13-12).

Цепь диода связана с резонансным усилителем, подающим напряжение принимаемого сигнала u_1, и с гетеродином, подающим напряжение u_2, отличающееся по частоте и по амплитуде от напряжения сигнала. Нагрузкой диода служит полосовой фильтр, настроенный на определенную промежуточную частоту $f_{пр}$. Для получения напряжения смещения служит сопротивление $R_к$ с конденсатором $C_к$.

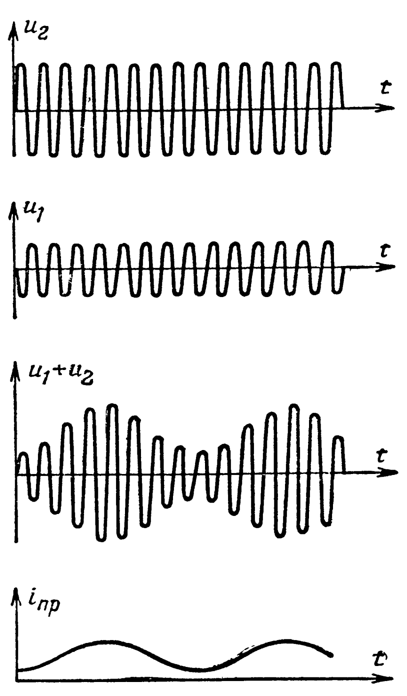


Рис. 13-13. Графики, поясняющие процесс преобразования частоты.

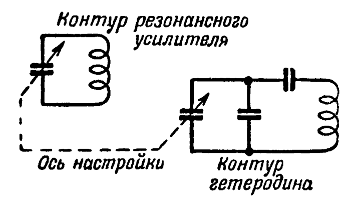


Рис. 13-14. Схемы контуров для сопряженной настройки.

При сложении мгновенных значений напряжений u_1 и u_2 (рис. 13-13) в общей цепи результирующее напряжение имеет характер биений: амплитуда суммарного колебания возрастает, когда напряжения u_1 и u_2 близки по фазе, и убывает, когда разность фаз приближается к 180°. Частота огибающей кривой биений равна разности частот f_1 и f_2 именно благодаря периодической смене фазовых соотношений. Диод, как и любой нелинейный прибор, выпрямляя суммарное напряжение, создает ток $i_{пр}$ с частотой огибающей кривой, т. е. с разностной частотой $f_{пр}$, на которую настроен полосовой фильтр. На выходе последнего получается напряжение промежуточной частоты.

Из всего сказанного можно заключить, что задача настройки супергетеродинного приемника сводится не только к настройке высокочастотных контуров на частоту принимаемой станции, но одновременно к установке такой частоты гетеродина, которая отличалась бы от частоты принимаемой станции на величину $f_{пр}$. Эту разницу частот нужно обеспечить при настройке на любую станцию. Конденсаторы резонансных контуров и контура гетеродина имеют общую ось всех роторов; поэтому для того, чтобы частота гетеродина отличалась от частоты резонансных контуров входного устройства и высокочастотного усилителя на вели-

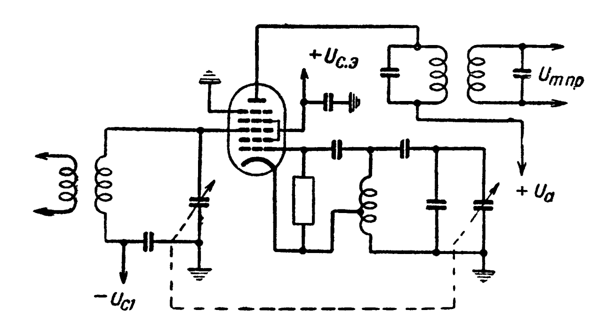


Рис. 13-15. Схема преобразователя частоты.

чину $f_{пр}$ во всем диапазоне, контур гетеродина собирают по схеме, показанной на рис. 13-14. В ней предусмотрено такое сопряженное управление настройкой, при котором частота гетеродина f_2 остается выше частоты сигнала f_1 во всем поддиапазоне приблизительно на величину $f_{пр}$. С этой целью в контуре гетеродина берется катушка с меньшей индуктивностью и включаются два дополнительных конденсатора—последовательный и параллельный (рис. 13-14).

Для преобразования частоты в радиовещательных приемниках длинных, средних и коротких волн применяются специальные многоэлектродные лампы, имеющие пять сеток (семиэлектродные лампы — гептоды). В них напряжение сигнала и напряжение гетеродина воздействуют на разные сетки, благодаря чему ослабляются взаимное влияние и взаимная расстройка контуров резонансного усилителя и гетеродина. Схема преобразователя частоты с гептодом 6А7 приведена на рис. 13-15. В этой лампе верхняя сетка — защитная—соединена с корпусом. Напряжение сигнала по-

дается на сетку, помещенную между двумя экранирующими сетками. Ближе всех к катоду расположена гетеродинная сетка, которая входит в схему гетеродина совместно с анодом и катодом. Она присоединена к контуру гетеродина, собранного по трехточечной схеме, где часть витков катушки включена между анодом и катодом, другая часть — между сеткой и катодом. Электронный поток, подвергающийся двойному управлению, содержит благодаря нелинейной зависимости анодного тока от управляющих напряжений составляющую разностной частоты $f_{пр}$, которая должна совпадать с частотой настройки анодного полосового фильтра.

В заключение рассмотрим упрощенную схему супергетеродинного приемника на один поддиапазон (рис. 13-16). В этой схеме не показаны цепи накала и источники питания (например, кенотронный выпрямитель). Приемник состоит из входных цепей, каскада резонансного усилителя, преобразователя частоты на гептоде, двух каскадов полосового усилителя промежуточной частоты, диодного детектора, каскада усиления напряжения низкой частоты и выходного каскада.

Необходимо пояснить некоторые новые для читателя детали этой схемы. Детектирование и усиление напряжения низкой частоты выполняются здесь специальной лампой, содержащей в одном баллоне двойной диод и триод (лампа 6Г2С или 6Г7С). Левый диод этой лампы выполняет задачу детектирования сигнала. С сопротивления в его цепи напряжение на сетку триода той же лампы снимается при помощи подвижного контакта — ручного регулятора громкости (РРГ). При перемещении контакта на схеме вправо громкость звука уменьшается. Правый диод этой лампы входит в систему автоматической регулировки усиления (АРУ). Напряжение на этот диод снимается с первого контура фильтра промежуточной частоты через конденсатор $C_р$; это сделано для выравнивания добротности обоих контуров фильтра. Нагрузочным сопротивлением для правого диода служит сопротивление $R_р$, на верхнем конце которого создается отрицательный по отношению к общей точке схемы потенциал, пропорциональный амплитуде сигнала. Это выпрямленное напряжение через общий фильтр $R_ф C_ф$, подавляющий колебания низкой частоты, подводится к сеткам ламп усилителей высокой и промежуточной частоты (далее через индивидуальные фильтры развязки и катушки

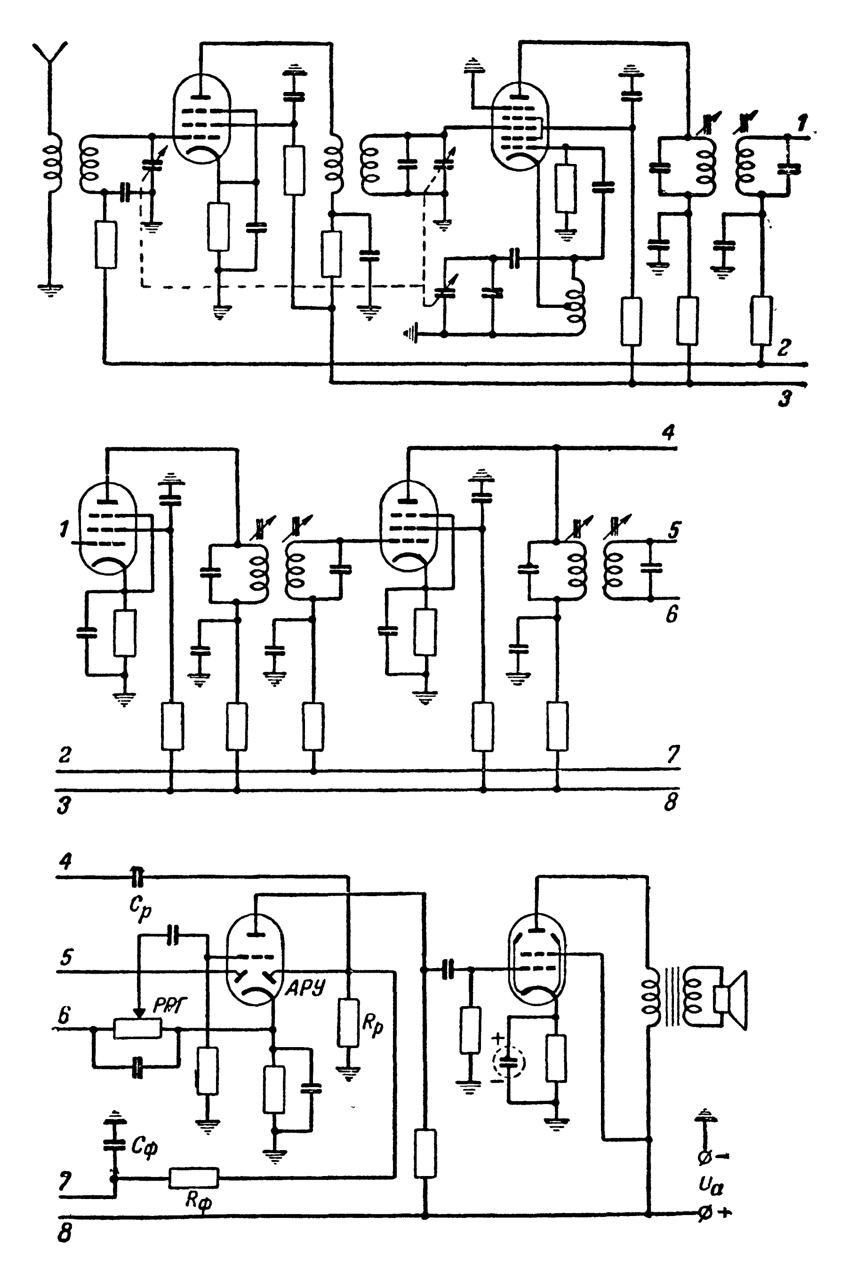


Рис. 13-16. Упрощенная схема супергетеродинного приемника.

контуров). Из схемы видно, что на диоде АРУ имеется постоянное отрицательное смещение. Благодаря этому при слабых сигналах АРУ не работает.

С увеличением напряженности поля сигналов возникает и увеличивается и отрицательное смещение АРУ, вследствие чего рабочие точки на характеристиках регулируемых пентодов перемещаются в область более отрицательных сеточных напряжений, т. е. на участки характеристик с меньшей крутизной S. В результате этого уменьшаются коэффициенты усиления каскадов:

$$K_{рез} = SR_э,$$

и сильный сигнал не перегружает каскады приемника. В случае ослабления напряженности поля сигналов смещение АРУ уменьшается, и усиление возрастает, поддерживая нормальный уровень звука.

Наличие АРУ особенно выгодно для дальнего приема на коротких волнах, где напряженность поля изменяется в больших пределах вследствие замираний. Автоматическая регулировка усиления дает в этом случае большие преимущества в отношении качества приема и упрощает управление приемником.

ВОПРОСЫ

1. Как работает простейший детекторный приемник?
2. Какими основными показателями характеризуется качество радиоприемника?
3. Какие виды помех оказываются существенными в разных диапазонах радиоволн?
4. Что такое «флуктуационный шум»?
5. Из каких блоков составляется приемник прямого усиления?
6. Каковы недостатки принципа приема с прямым усилением на частоте сигнала?
7. Зачем применяется регенеративный каскад в приемнике прямого усиления?
8. В чем состоит принцип сверхрегенеративного приема?
9. Из каких элементов состоит структурная схема супергетеродинного приемника?
10. На основании каких соображений выбирается промежуточная частота в супергетеродинном приемнике?
11. Как обеспечивается настройка супергетеродинного приемника на частоту заданного сигнала?
12. Нарисуйте схему преобразователя частоты с гептодом.
13. В чем состоят достоинства супергетеродинного метода приема?
14. Нарисуйте примерную схему последнего каскада усиления промежуточной частоты и диодного детектора.
15. Объясните принцип автоматической регулировки усиления.

ЗАДАЧИ

1. Вычислить действующее значение напряжения шумов, создаваемых сопротивлением 10 000 *ом* при полосе пропускания 10 *кгц*.

2. Определить значение полосы пропускания контура на волнах 300 и 30 *м* при добротности 100.

3. Промежуточная частота равна 465 *кгц*. Определить в процентах разницу частот, на которые должны быть настроены высокочастотные блоки и гетеродин, если частота сигнала составляет 7,5 *Мгц*.

Глава четырнадцатая

ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИКИ

14-1. РАДИОСВЯЗЬ И РАДИОВЕЩАНИЕ

Первое применение, как мы уже знаем, радиотехника нашла для осуществления связи на большие расстояния.

Первоначально для этой цели использовались почти исключительно длинные и средние волны.

В значительной мере благодаря успешной практике работы любительских станций в 20—30-х годах начинается интенсивное освоение диапазона коротких волн, в который переводят большое число служебных радиостанций, особенно подвижного типа, которые должны обладать малыми габаритами, весом и потребляемой мощностью. Этого удается достичь на коротких волнах благодаря хорошим отражающим свойствам ионосферы для коротких волн и возможности построения эффективно действующих, сравнительно малоразмерных антенн. В диапазоне коротких волн впервые оказалось возможным построение антенн направленного действия, позволяющих получить большой выигрыш по мощности.

Подавляющее большинство служебных радиостанций работает телеграфом, поскольку при одинаковой мощности телеграфная работа позволяет осуществлять большую дальность связи за счет лучшего использования передатчика и малой полосы пропускания приемников телеграфных сигналов. Последнее обстоятельство позволяет получить лучшее отношение сигнала к шуму, а следовательно, и более высокую чувствительность приемника.

В настоящее время все важнейшие города нашей страны связаны магистральными (т. е. действующими в определенных направлениях) линиями связи, работающими преимущественно на коротких волнах. В современных связных радиостанциях все шире и шире применяются частотная ма-

нипуляция, обеспечивающая высокую помехозащищенность линии связи, и радиотелефонная работа на одной боковой полосе частот, что позволяет получить большой выигрыш в мощности передающей станции.

С появлением электронных ламп в начале 20-х годов начинает бурно развиваться радиовещание, которому огромное внимание было уделено с первых же дней установления Советской власти в нашей стране. В письме М. А. Бонч-Бруевичу в 1920 г. В. И. Ленин писал: «Пользуюсь случаем, чтобы выразить Вам глубокую благодарность и сочувствие по поводу большой работы радиоизобретений, которую Вы делаете. Газета без бумаги и «без расстояний», которую Вы создаете, будет великим делом. Всяческое и всемерное содействие обещаю Вам оказывать этой и подобным работам».

Интенсивные работы по развитию радиовещания привели к тому, что уже в 30-х годах наша страна вышла на первое место в мире по мощности радиовещательных станций.

Радиовещание также завоевывает постепенно диапазоны длинных, затем средних и коротких волн. При этом скоро возникает острая проблема «тесноты в эфире», которая заставляет искать выход в освоении диапазона УКВ. Основная трудность, с которой здесь пришлось столкнуться, заключалась в ограниченном радиусе действия УКВ радиостанций. В настоящее время эту трудность преодолевают путем создания сети маломощных радиостанций, располагаемых на расстояниях в несколько десятков километров друг от друга и последовательно ретранслирующих передачи одной из станций.

Для целей радиосвязи и радиовещания диапазон УКВ оказался привлекательным из-за возможности построения многоканальных радиолиний, позволяющих осуществлять одновременно множество независимых друг от друга передач с помощью одной сети радиостанций; в диапазоне УКВ можно осуществлять высококачественное вещание вследствие малого уровня атмосферных и промышленных помех и возможности использования таких видов модуляции, как частотная, позволяющая ослабить действие помех; наконец, в этом диапазоне можно легко создавать малогабаритные остронаправленные антенны. Все эти обстоятельства приведут в недалеком будущем к тому, что все местное вещание будет переведено в диапазон УКВ.

За последние годы было создано огромное число самых разнообразных специальных УКВ радиостанций, используе-

мых на производстве, на транспорте, в морском и воздушном флоте и т. п.

Большой интерес представляет диапазон УКВ и для любительской работы. В настоящее время радиолюбителям отведено несколько УКВ диапазонов, включая дециметровые и сантиметровые волны.

14-2. ТЕЛЕВИДЕНИЕ

В настоящее время широкое распространение получило телевидение. Сотни телевизионных радиостанций регулярно ведут передачи, которые смотрят десятки миллионов зрителей.

Каким же образом осуществляется передача изображения на расстояние? Прежде всего производится преобразование изображения в последовательность электрических сигналов, которые затем модулируют колебания генератора высокой частоты.

В приемнике производится обратное преобразование: высокочастотные модулированные колебания детектируются, и полученный сигнал преобразуется в видимое изображение.

Для того чтобы передать некоторый движущийся объект, пользуются кинематографическим эффектом, осуществляя передачу его изображения несколько десятков раз в секунду. Каждое такое изображение называют кадром.

Передать весь кадр сразу не представляется возможным, поэтому его разбивают на отдельные мелкие элементы, которые передаются в определенной последовательности.

Преобразование изображения каждого кадра в последовательность электрических сигналов производится с помощью передающей электронной трубки — иконоскопа, изобретенного в 1931 г. в СССР проф. С. И. Катаевым (рис. 14-1). Оптическая система проектирует изображение передаваемого объекта на экран *1*, заключенный в вакуумную трубку. Экран образован мозаикой из мельчайших фотокатодов, представляющий собой крупинки серебра, активированные цезием, которые нанесены на тонкую слюдяную пластинку *2*; с другой стороны от нее помещена металлическая пластина *3*.

Когда изображение проектируется на мозаику, из каждого его элемента вылетают электроны, число которых пропорционально интенсивности падающего света. Эти элек-

троны попадают на анод трубки *6*. При этом элементы мозаики приобретают положительные заряды, которые притягивают к пластине *3* пропорциональные отрицательные заряды. Создается система элементарных конденсаторов, заряженных до различного потенциала.

Снизу, в узкой части трубки, помещена электронная пушка *4*, состоящая из оксидного катода, ускоряющих и фокусирующих электродов. Узкий пучок электронов, созданный пушкой, проходит в поле двух взаимно перпендикулярных систем отклоняющих катушек *5*, в которых проте-

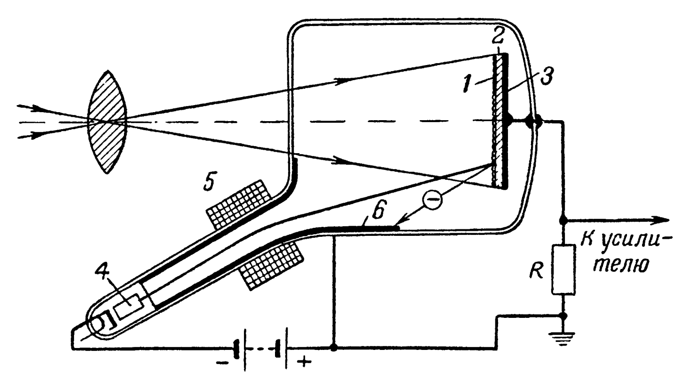


Рис. 14-1. Передающая телевизионная трубка — иконоскоп.

кают пилообразные импульсы тока. В системе катушек, вызывающих отклонения луча в горизонтальном направлении, импульсы имеют длительность, в несколько сот раз меньшую длительности импульсов в цепи катушек, вызывающих движение луча в вертикальном направлении.

В результате одновременного действия отклоняющих систем электронный луч пробегает экран по «строчкам», смещаясь постепенно вниз, подобно тому, как мы прочитываем страницу книги. Попадая на заряженный положительно элемент мозаики, луч разряжает его, вследствие чего уходит и соответствующий заряд с пластины *3* через сопротивление *R*, создавая на нем некоторое напряжение, которое будет пропорционально заряду, т. е. освещенности разряжаемого элемента мозаики. После усиления это напряжение используется для модуляции колебаний передатчика.

В радиоприемном устройстве на выходе детектора выделяется напряжение, пропорциональное сигналу, модулирующему колебания передатчика. Сделать его видимым позво-

ляет приемная электронная трубка — кинескоп, которая была впервые предложена в 1907 г. в России проф. Розингом.

В кинескопе так же, как в передающей трубке, имеется электронная пушка, снабженная управляющим электродом, напряжение на котором определяет плотность тока в луче (рис. 14-2). Луч падает на экран, представляющий собой тонкий слой вещества, нанесенного на широкое дно трубки, способного светиться при попадании на него электронов. В месте падения электронного луча экран светится, причем

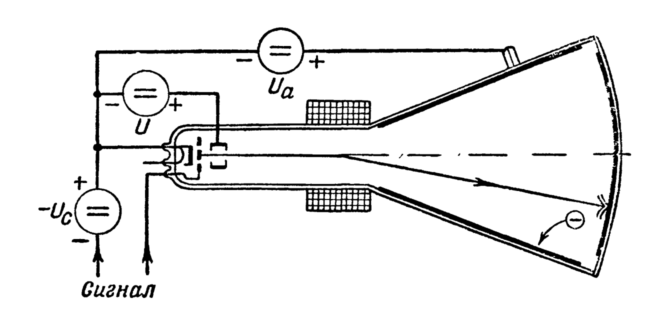


Рис. 14-2. Приемная телевизионная трубка — кинескоп.

яркость его свечения пропорциональна потенциалу на управляющем электроде трубки, создаваемому продетектированным и усиленным напряжением.

Две системы вертикального и горизонтального отклонения заставляют луч обегать весь экран последовательно строчка за строчкой так, как обегает мозаичный экран электронный луч в передающей трубке.

Успешное воспроизведение изображения возможно только в случае, если лучи в передающей и приемной трубках движутся строго синхронно. Это достигается посылкой специальных импульсов, синхронизирующих начало воспроизведения кадров и начало и конец прохождения строк.

В связи с тем, что электронный луч проходит отдельные элементы мозаики, перемещаясь с большой скоростью, сигналы, снимаемые с них, имеют вид весьма кратковременных импульсов. Для удовлетворительного воспроизведения их приемник должен обладать широкой полосой пропускания, имеющей обычно порядок нескольких мегагерц. Поэтому телевидение осуществимо только в диапазоне ультракоротких волн.

Телевидение находит все более и более широкое применение в различных областях науки и техники.

Малогабаритные телевизионные камеры могут помещаться в такие места, где присутствие человека невозможно, например в урановые реакторы или на сверхскоростных ракетах и т. д. Это позволяет наблюдать недоступные ранее процессы и явления и с помощью аппаратуры телеуправления управлять ими на расстоянии.

В настоящее время происходит внедрение цветного телевидения, что в значительной степени повысит художественную ценность телепередач.

Успешно решается и другая важнейшая проблема — проектирование изображения на большой экран. Нет сомнения, что в недалеком будущем возникнет широкая сеть телевизионных театров, где телепередачи будут демонстрироваться на больших экранах.

В настоящее время разработаны более сложные передающие трубки, обладающие огромной чувствительностью, с помощью которых становится возможным осуществление передач не только из телестудий с повышенной освещенностью сцены, но и с плохо освещенных улиц, залов, стадионов. Создание передающих трубок, чувствительных к инфракрасным лучам, открывает интересную возможность передач затемненных объектов, например, ночью.

В самом недалеком будущем всю страну покроет сеть ретрансляционных телевизионных станций, и города, удаленные друг от друга на тысячи километров, смогут непосредственно обмениваться телевизионными передачами.

14-3. РАДИОЛОКАЦИЯ

В 1897 г., проводя опыты по установлению связи между двумя морскими судами, А. С. Попов обнаружил пропадание связи при прохождении между ними третьего судна. Это привело его к выводу о существовании эффекта отражения радиоволн от препятствий.

Данное явление было в дальнейшем положено в основу радиолокации — отрасли радиотехники, занимающейся обнаружением и определением координат различных удаленных целей с помощью специальной радиоаппаратуры.

Бурное развитие радиолокационной техники относится к периоду второй мировой войны.

Типовая радиолокационная установка содержит в своем составе передатчик, создающий мощные кратковременные

радиоимпульсы (рис. 14-3), антенную систему, имеющую острую диаграмму направленности, которая подобно прожектору просматривает пространство, где возможно нахождение цели, а также приемное и индикаторное устройства. Когда излученные электромагнитные волны падают на цель, они частично отражаются. Отраженные волны возвращаются к антенне локатора, которая с помощью специального переключателя во время промежутка между излучением импульсов передатчика подключается на вход приемника.

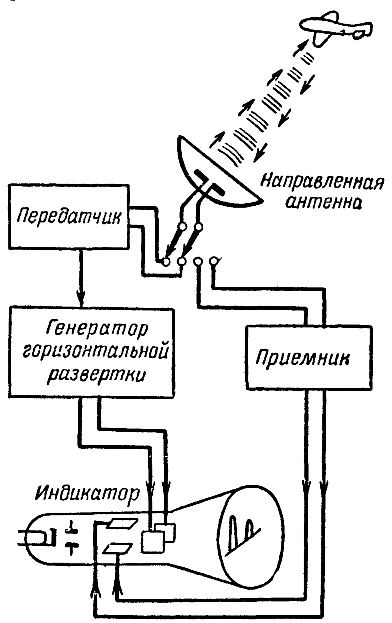


Рис. 14-3. Структурная схема радиолокатора.

Приемник усиливает и детектирует принятые отраженные импульсы и подает их на вход индикатора, в качестве которого чаще всего используется электронно-лучевая трубка.

В момент излучения передатчиком импульса высокочастотной энергии на индикатор подается импульс, который запускает горизонтальную развертку на трубке и создает изображение импульса в начале линии развертки.

Отраженный импульс приходит спустя время

$$t = \frac{2D}{c},$$

где D — расстояние до цели;

c — скорость распространения электромагнитных волн.

Поэтому его изображение возникает на некотором расстоянии от первого импульса, которое успеет пройти луч по экрану за время t. Зная скорость движения луча, нетрудно определить расстояние до цели по расстоянию между импульсами на экране.

Отраженный импульс имеет максимальную величину на экране индикатора при таком положении антенны, когда

максимум ее характеристики излучения направлен на цель. Зная направление на цель и ее расстояние от станции, нетрудно определить ее координаты. Максимум диаграмм направленности обычно не бывает острым, поэтому такой метод не позволяет определять направление на цель с большой точностью. Более точное определение направления на цель может быть произведено при использовании так называемого метода равносигнальной зоны. Он заключается в том, что антенная система составляется из двух антенн с острыми диаграммами направленности, которые направлены друг относительно друга под небольшим углом α (рис. 14-4). Обе антенны жестко связаны и вращаются, как одно целое.

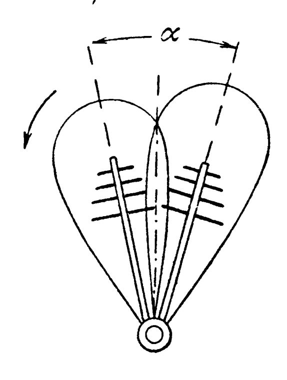


Рис. 14-4. Антенная система для определения направления по методу равносигнальной зоны.

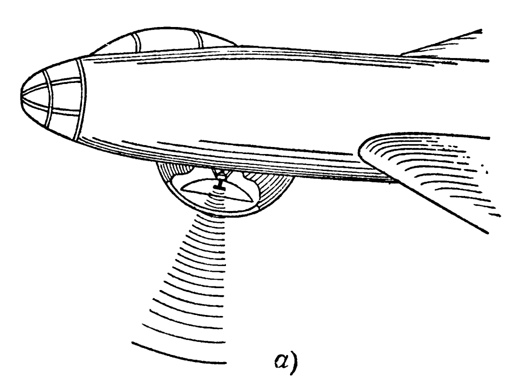
Когда цель находится в направлении биссектрисы угла α, отраженные от нее волны принимаются обеими антеннами с одинаковой интенсивностью; небольшие отклонения от этого направления приводят к значительным изменениям разности сигналов, принимаемых антеннами.

Различные объекты отражают электромагнитные волны по-разному. Особенно интенсивно отражают их металлические строения — мачты, мосты и т. п. Гладкие водные поверхности отражают их по оптическим законам зеркального отражения. Неровные поверхности создают рассеянное отражение радиоволн.

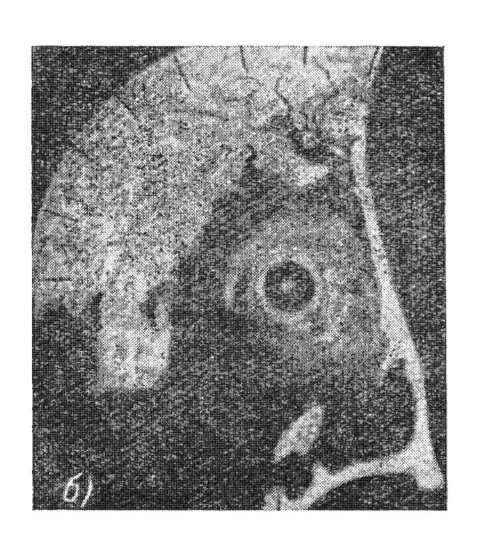
Различный характер отражения радиоволн используется в самолетных панорамных локаторах, особенностью которых является узкая в горизонтальной и широкая в вертикальной плоскости диаграмма направленности антенны, устанавливаемой под корпусом самолета, которая, поворачиваясь около вертикальной оси, просматривает земную поверхность под самолетом (рис. 14-5,*а*). Отраженные импульсы приходят обратно с запаздыванием, пропорциональным наклонной дальности от самолета до места отражения.

В индикаторе используется радиально-круговая развертка, при которой луч пробегает экран от центра к периферии в том направлении, по которому в это время ориентирована антенна.

Вследствие того, что она вращается сравнительно медленно, экран покрывается составом с большим временем послесвечения. В отсутствии отраженного сигнала трубка заперта, и экран не светится. Отраженные сигналы отпирают трубку и модулируют яркость засветки пропорционально их интенсивности. Вследствие этого на экране индикатора возникает своеобразное «радиолокационное» изображение местности под самолетом. Сличая его с картой, не-



а)



б)

Рис. 14-5. Самолетный панорамный радиолокатор.

а — установка антенны на самолете; *б* — изображение местности на экране локатора.

трудно распознать характерные очертания озер, рек, мостов через них, городов, больших строений и т. д. (рис. 14-5,*б*).

Это дает возможность штурману самолета уверенно ориентироваться и определять свое местоположение в отсутствии прямой видимости, ночью и когда земля скрыта туманом или облаками.

Для облегчения работы штурмана на важнейших трассах устанавливаются радиомаяки, которые в ответ на приходящие импульсы самолетного локатора излучают кодированные импульсные сигналы, создающие характерную отметку на экране индикатора в месте, соответствующем расположению маяка.

В настоящее время подавляющее большинство самолетов и морских судов снабжается радиолокационными установками, которые облегчают их вождение, предупреждают о приближении к препятствиям и встречным судам, позволяют с большой точностью определять расстояние до берега или высоту самолета над поверхностью земли, ледоколам находить проходы в ледяных полях и т. д.

Однако навигационные задачи решаются главным образом специальными установками, использующими несколько иные принципы.

14-4. РАДИОНАВИГАЦИЯ

В первый период развития авиационной радиотехники самолеты и суда не имели на борту радионавигационного оборудования. Для определения своего местонахождения они посылали радиограмму — запрос на радиопеленгаторные станции, расположенные в определенных пунктах вдоль основных трасс. Два радиопеленгатора, определив направление на них (рис. 14-6), давали необходимые данные для определения их местонахождения.

Основным элементом пеленгатора является антенная система, которая позволяет определять с достаточной точностью направление на самолет или судно по излучаемому им сигналу методом равносигнальной зоны или иным образом.

На всех современных самолетах ставятся радиовысотомеры, которые позволяют с точностью, недоступной для барометрических приборов, непрерывно измерять высоту полета над землей. Принцип их действия основан на измерении времени прохождения электромагнитных волн от самолета до земли и обратно.

В конце 30-х годов на самолетах появились весьма цен-

ные навигационные приборы — радиокомпасы. Они представляют собой радиоприемные устройства, выполняющие роль автоматических радиопеленгаторов. Если настроиться на волну некоторой радиостанции, радиокомпас будет показывать на стрелочном индикаторе угол между направлением продольной оси самолета и направлением на радиостанцию. Для определения направления на радиостанцию обычно используют вращающуюся рамочную антенну.

Вдоль важнейших трасс и на аэродромах устанавливаются специальные радиопередатчики — маяки, ориентируясь по которым летчик может легко определить курс и местонахождение самолета.

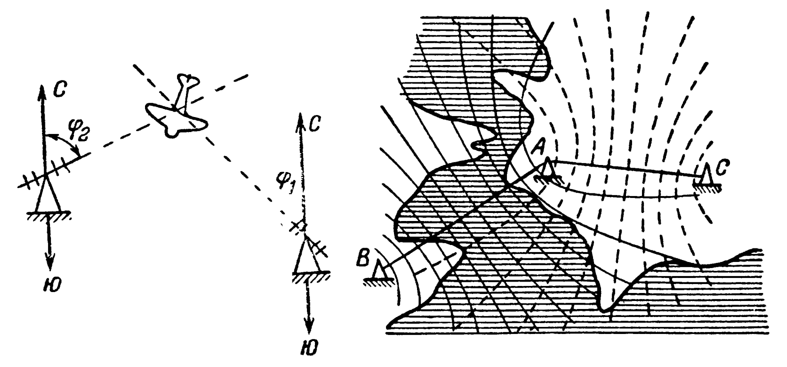


Рис. 14-6. Схема пеленгации самолета двумя радиостанциями.

Рис. 14-7. Схема гиперболической системы радионавигации.

Высокую точность определения координат самолетов дают так называемые гиперболические дальномерно-разностные системы радионавигации. Они составляются из трех стационарных наземных передатчиков, размещаемых на значительных расстояниях друг от друга (рис. 14-7). На самолете устанавливается радиоприемное устройство, которое принимает сначала сигналы станций A и B, а затем A и C. Станция A, называемая ведущей, излучает импульсы, синхронизирующие посылки импульсов ведомыми станциями B и C. На самолете устанавливается приемное устройство с индикатором — электронно-лучевой трубкой, позволяющим измерить запаздывание момента прихода импульсов от ведущей и каждой из ведомых станций.

Штурман снабжается специальными полетными картами (рис. 14-7) с нанесенными линиями, вдоль которых разность хода импульсов сохраняется неизменной. Они обра-

зуют два семейства пересекающихся гипербол (пунктирные и сплошные кривые).

Определив разность хода сигналов двух пар радиостанций, штурман по карте может найти местоположение самолета.

Для того чтобы летчик имел возможность произвести посадку самолета на аэродром в отсутствии видимости, на определенных расстояниях от взлетно-посадочной полосы устанавливают так называемые маркерные маяки. На самолете имеется специальный приемник, на выходе которого ставится звонок. Прохождение каждого из маркеров отмечается определенным звуковым сигналом.

Посадка самолета может осуществляться летчиком по показаниям одного стрелочного индикатора, стоящего на выходе двух приемников, — принимающих сигналы курсового маяка, по которым летчик выдерживает курс вдоль посадочной полосы, и приемника, принимающего сигналы глиссадного маяка, по излучению которого производятся снижение и посадка самолета.

Таким образом, современные средства радионавигации позволяют осуществлять уверенное вождение самолетов, привод их на аэродром и посадку в любых метеорологических условиях и отсутствии видимости.

14-5. РАДИОТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ

Полеты со сверхзвуковыми скоростями, достижение высот в десятки и сотни километров, изучение глубин океанов, контроль и управление сложнейшими производственными процессами и целый ряд других важнейших задач, выдвигаемых развитием современной науки и техники, не могут быть успешно решены, если нет возможности осуществлять контроль и управление различными объектами на расстоянии.

Ввиду того, что для управления каким-либо процессом, как правило, необходимо одновременно регулировать несколько величин, определяющих режим работы управляемого объекта, очевидно, что радиолинии телеуправления должны быть многоканальными.

При малом числе каналов чаще всего их разделяют по частоте. Осуществляется это следующим образом. Частота модуляции, создаваемой управляющими сигналами F, обычно весьма низкая. С этой частотой производится модуляция в первом канале (рис. 14-8,*а*). Передача управляющего

сигнала второго канала производится не непосредственно, а после преобразования его частоты.

Для этого сигнал с частотой модуляции сперва преобразовывают, используя сигнал специального генератора постоянной так называемой поднесущей частоты $f_{п\,н}$, превышающей максимальную частоту управляющего сигнала $F_{макс}$.

Рис. 14-8. Передача сигналов линии телеуправления с частотным разделением каналов.

а — структурная схема передатчика; *б* — спектр частот колебаний, передаваемых по различным каналам.

На выходе преобразователя ставится фильтр, выделяющий комбинационную частоту $f_{п.н}+F$, которая и подается на модулятор. Поскольку $f_{п\,н}>F_{макс}$, то частоты модуляции первого и второго каналов оказываются разделенными (рис. 14-8,*б*).

Таким же образом можно передать сигналы еще по нескольким независимым каналам. При этом в каждом канале используется своя все более и более высокая поднесущая частота.

В приемном устройстве для разделения каналов на выходе детектора ставятся фильтры частоты $(F_{мин} \div F_{макс})$ и $(f_{п\,н} + F_{мин} \div f_{п\,н} + F_{макс})$ и т. д.

Для получения на выходе второго и всех следующих каналов нормальной частоты модуляции отфильтрованные частоты понижают путем их преобразования, используя колебания с частотой той же поднесущей и выделяя разностные частоты.

Закон управляющего сигнала в каждом канале может передаваться путем амплитудной, частотной или фазовой модуляции. Число каналов при данном методе разделения ограничено допустимой шириной полосы пропускания приемника и передатчика.

При большом числе каналов чаще используется временно́е разделение каналов при осуществлении различных видов импульсной модуляции.

После разделения каналов в приемном устройстве и детектирования управляющее напряжение усиливается и подается на исполнительный механизм.

Для контроля за управляемым объектом на нем устанавливается передатчик многоканальной телеметрической линии, передающий на пункт управления показания измерительных приборов, или телевизионный передатчик.

В некоторых случаях управление объектом выполняется устанавливаемым на нем автоматическим прибором. Так, на вооружении современных армий находятся так называемые самонаводящиеся реактивные снаряды. Они снабжаются миниатюрной радиолокационной установкой, показания которой обрабатываются автоматическими устройствами и превращаются в сигналы, управляющие механизмами, которые изменяют режим полета. Такие снаряды самостоятельно отыскивают цель, следуют за ней и, подойдя к ней, взрываются.

Телеуправляемые объекты особенно широко используются в военной технике. Уже в течение многих лет создаются и испытываются телеуправляемые снаряды, самолеты, танки и даже крейсеры.

Технике телеуправления принадлежит большое будущее: управление аппаратурой, установленной на искусственных спутниках Земли и межпланетных кораблях, управление процессами добычи полезных ископаемых на дне морей и т. д.

14-6. ДРУГИЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОТЕХНИКИ

Радиотехнические методы в настоящее время проникли в большинство современных отраслей естественных наук и техники, так что перечислить все области применения радио в кратком очерке не представляется возможным.

Радиотехнические схемы помогают физикам регистрировать космические лучи и получать в гигантских ускорителях ядерные частицы, обладающие огромной энергией.

Мощные генераторы высокой частоты можно сейчас встретить на машиностроительных и инструментальных заводах. Поверхность металлических изделий в поле токов высокой частоты быстро нагревается. После быстрого охлаждения она закаляется, приобретая необходимую твердость. Внутренняя же часть изделия остается незакаленной, сохраняя упругие свойства стали.

Электрическое поле ультравысокой частоты используется в медицине при лечении ряда воспалительных процессов.

Колебания сверхзвуковых частот, создаваемые специальным генератором, позволяют наиболее экономично и быстро производить очистку и мытье различных деталей, тканей и т. д.

Использование радиотехнической аппаратуры часто позволяет геологам исследовать строение слоев земной поверхности, не прибегая к трудоемкому и дорогому бурению.

Это перечисление можно было бы продолжить дальше, но нам хочется в заключение обратить особое внимание читателя на бурно развивающуюся в последние годы технику электронных вычислительных машин.

Многие процессы в природе описываются чрезвычайно сложными и громоздкими уравнениями. Решить их в общем виде не представляется возможным, а использование приближенных методов решения требует напряженной и длительной работы большого числа вычислителей, в результате чего к моменту получения решения сама задача часто устаревает. Например, в настоящее время разработана весьма совершенная теория прогнозирования погоды. Составление краткосрочных прогнозов погоды сводится к нахождению решения системы большого числа уравнений, в которые вносятся показания от многочисленных метеорологических наблюдательных пунктов. Решение этой системы с достаточной точностью обычными методами потребует при реально возможных штатах вычислителей в институтах прогнозов такого времени, что полученный результат окажется не прогнозом, а проверкой того, что уже произошло.

Ввиду этого при анализе некоторых процессов раньше шли либо на сокращение числа уравнений или упрощение их вида, что снижало точность полученных результатов, либо для отыскания нужного решения прибегали к постановке многочисленных и дорогих экспериментов. Так, например, математическое решение задачи о нахождении наивыгоднейшей формы гребного винта для новых судов столь сложно, что эту задачу решали в основном созданием десятков и сотен моделей винтов и их практическим испытанием. Электронная вычислительная машина позволяет найти наивыгоднейшую форму винта в течение нескольких часов. Она позволяет решать сложнейшие уравнения и системы уравнений за время, исчисляемое десятками секунд или минутами. Достаточно сказать, что разработанная в Советском Союзе вычислительная машина БЭСМ может производить восемь тысяч перемножений десятизначных чисел на десятизначные в течение одной секунды.

Развитие современной науки и техники невозможно мыслить без самого широкого использования вычислительных машин. Следует отметить, что принцип их построения несложен, но они очень громоздки, так как состоят из схем на сотнях и тысячах электронных ламп или полупроводниковых триодов.

Колоссальные возможности «памяти» электронных машин позволили создать машины, которые переводят с одного языка на другой. Математические машины оказывают громадную помощь человеку, разгружая его от целого ряда сложных, трудоемких работ, выполняя их точно и быстро.

Все шире и шире применяются электронные машины для автоматизации производственных процессов. Строятся полностью автоматические цехи и заводы. Разработаны электронные машины, управляющие всеми производственными процессами уже не одного, а целой группы заводов.

Поэтому возникло даже выражение, что машина родит другую машину. Это, конечно, неверно: машину создает человек, вооруженный современной техникой, успехи которой в значительной степени определяются замечательными достижениями радиотехники, родиной которой является наша страна.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

12 р. 80 к.